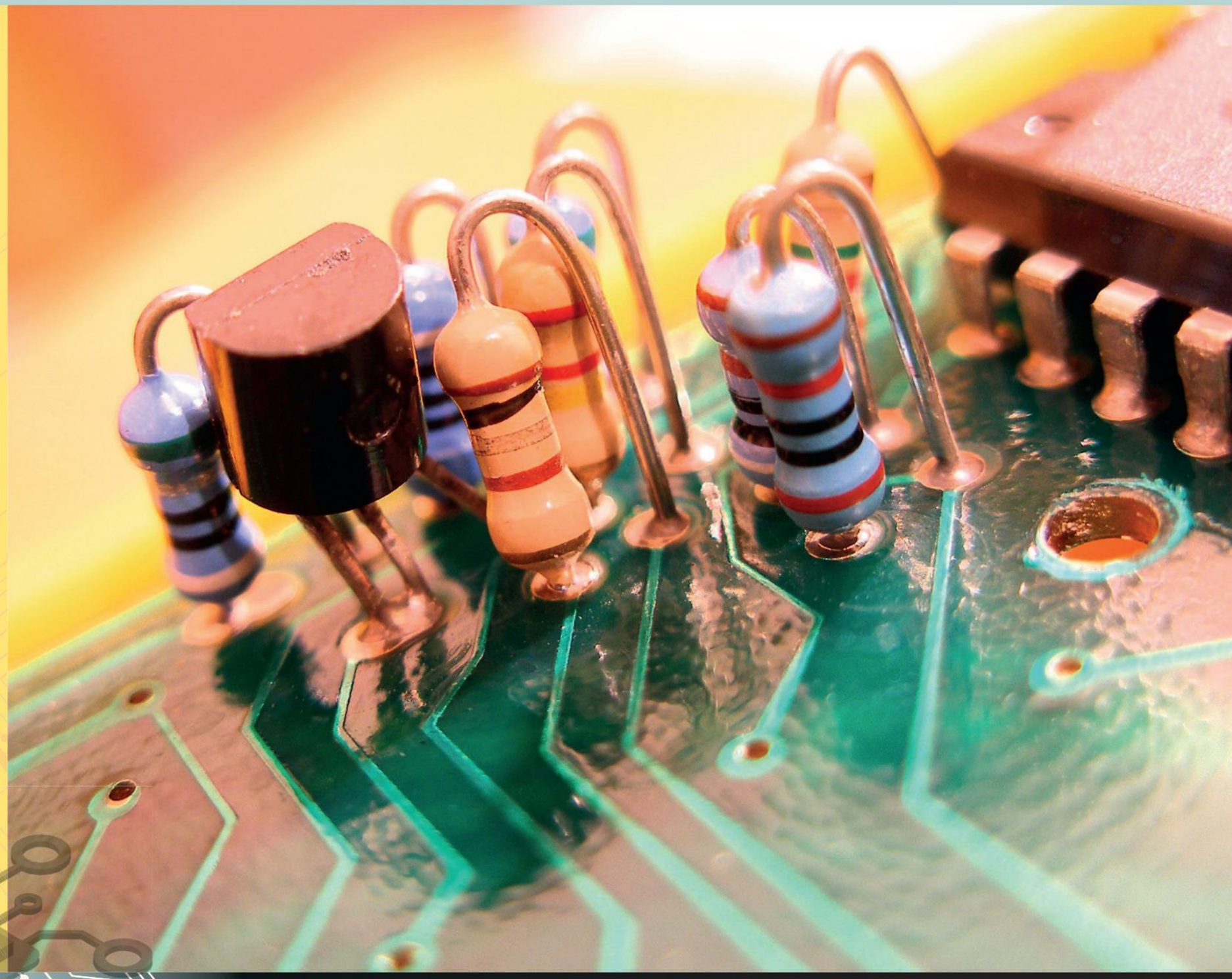
Electricidad y Electrónica

Electrónica

Pablo Alcalde San Miguel



3.ª edición

TÉCNICO EN INSTALACIONES ELÉCTRICAS Y AUTOMÁTICAS

Paraninfo

Disponibles materiales y recursos
previo registro en www.paraninfo.es

Electrónica

Electricidad y Electrónica

Electrónica

Pablo Alcalde San Miguel

TÉCNICO EN INSTALACIONES ELÉCTRICAS Y AUTOMÁTICAS

Paraninfo

Paraninfo

Electrónica

© Pablo Alcalde San Miguel

Gerente Editorial
María José López Raso

Equipo Técnico Editorial
Paola Paz Otero
Sofía Durán Tamayo

Editora de Adquisiciones
Carmen Lara Carmona

Producción
Nacho Cabal Ramos

Diseño de cubierta
Ediciones Nobel

Preimpresión
Montytexto

Reservados los derechos para todos los países de lengua española. De conformidad con lo dispuesto en el artículo 270 del Código Penal vigente, podrán ser castigados con penas de multa y privación de libertad quienes reprodujeren o plagiaren, en todo o en parte, una obra literaria, artística o científica fijada en cualquier tipo de soporte sin la preceptiva autorización. Ninguna parte de esta publicación, incluido el diseño de la cubierta, puede ser reproducida, almacenada o transmitida de ninguna forma, ni por ningún medio, sea este electrónico, químico, mecánico, electro-óptico, grabación, fotocopia o cualquier otro, sin la previa autorización escrita por parte de la Editorial.

Todas las marcas comerciales mencionadas en este texto son propiedad de sus respectivos dueños.

COPYRIGHT © 2022 Ediciones Paraninfo, SA
3.ª edición, 2022

Impreso en España / ***Printed in Spain***
Lavel Industria Gráfica
(Humanes de Madrid, Madrid)
C/ Sierra de Guadarrama 35. Naves 2, 3, 4 y 5
Polígono Industrial San Fernando II
28830 San Fernando de Henares
Teléfono: 914 463 350
clientes@paraninfo.es / www.paraninfo.es

ISBN: 978-84-1366-152-0
Depósito legal: M-2699-2022
(23.867)

La editorial recomienda que el alumnado realice las actividades sobre el cuaderno y no sobre el libro.

Paraninfo

Presentación

Este libro desarrolla los contenidos del módulo profesional de **Electrónica,** del Ciclo Formativo de grado medio de Instalaciones Eléctricas y Automáticas, perteneciente a la familia profesional de Electricidad y Electrónica.

Las unidades del libro se acompañan de multitud de **recursos didácticos** que ayudarán al futuro profesional a comprender la materia y acercarlo a su inminente realidad laboral:

- Numerosas ilustraciones y fotografías con gran nivel de detalle.
- Recuadros de texto con información relevante.
- Abundantes actividades propuestas y resueltas.
- Gran cantidad de actividades prácticas de laboratorio
- Actividades de comprobación de tipo test y de desarrollo.
- Enlaces web de interés.

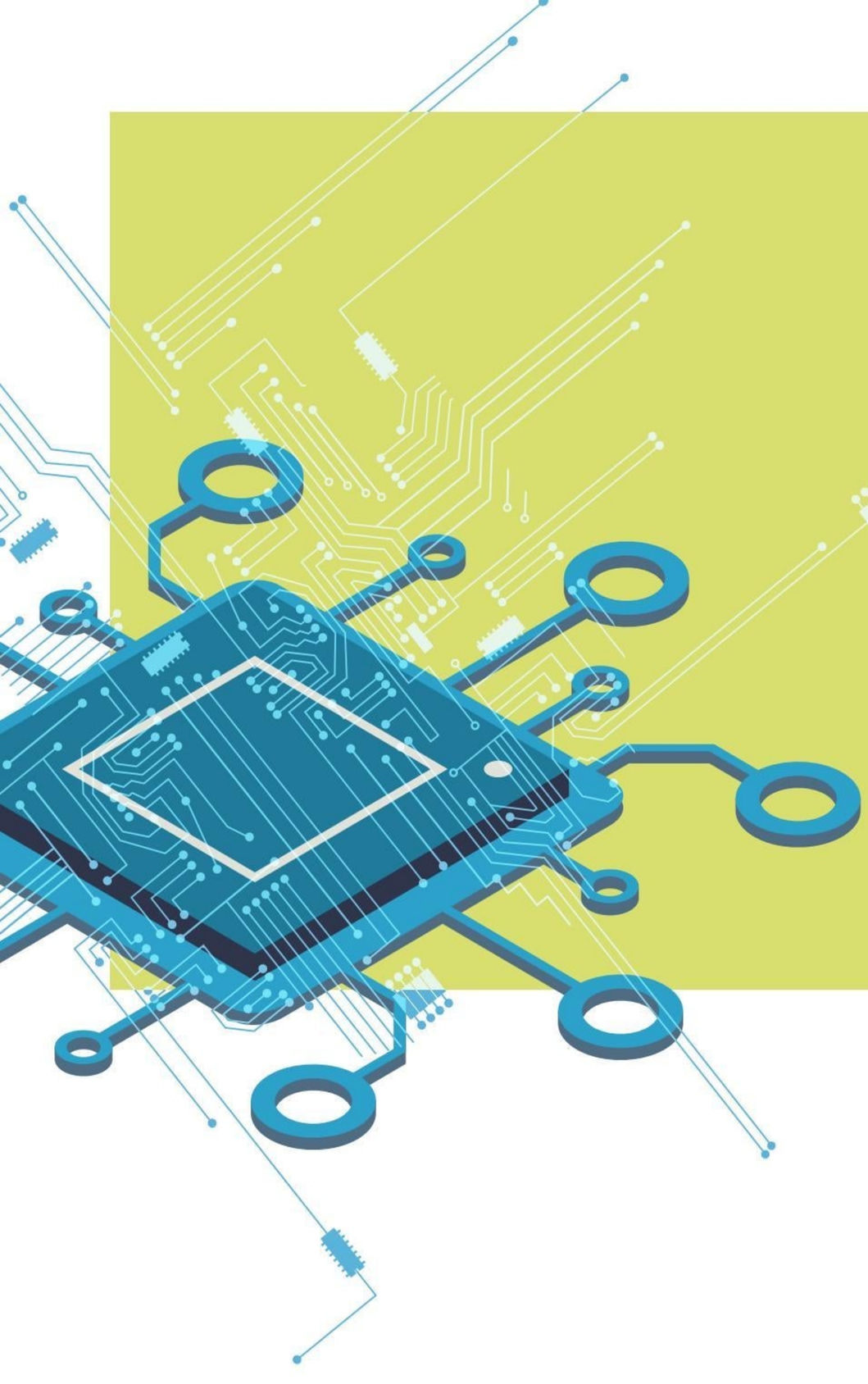
Este libro dispone de los siguientes **materiales y recursos** disponibles en línea para el **profesorado** que **confirme su adopción** como libro de texto para impartir la materia:

- **Programación didáctica.**
- **Solucionario.**
- **Material y documentación extra.**
- **Presentación en PowerPoint.**
- **Examina.**
- **LDP (Libro Digital Proyectable).**

Este libro dispone además de **materiales y recursos previo registro** disponibles en línea para el **alumnado:**

- **Material y documentación extra para el alumnado.**

© Ediciones Paraninfo



Índice

Introducción a la 3.ª edición XVII

Introducción XIX

1. Introducción a la electrónica digital 1

1.1. Electrónica analógica y electrónica digital 2
- **1.1.1.** Señales analógicas 2
- **1.1.2.** Señales digitales 3

1.2. Sistemas de numeración 5
- **1.2.1.** Sistema decimal 5
- **1.2.2.** Sistema binario 6
- **1.2.3.** Sistema octal y hexadecimal 6

1.3. Códigos 8
- **1.3.1.** Código BCD natural 8
- **1.3.2.** Código ASCII 8

1.4. Niveles lógicos de las señales digitales 8

1.5. Puertas lógicas 9
- **1.5.1.** Puerta O (OR) 9
- **1.5.2.** Puerta Y (AND) 10
- **1.5.3.** Puerta inversora NOT 10
- **1.5.4.** Puerta NO O (NOR) 10
- **1.5.5.** Puerta NO Y (NAND) 11

© Ediciones Paraninfo

1.5.6. Puerta O exclusiva (XOR) 11
1.5.7. Puerta NO XOR (XNOR) 11
1.5.8. Simbología utilizada en electrónica digital. 11
1.6. Diseño de circuitos combinacionales con puertas lógicas. 12
1.7. Construcción de puertas lógicas con circuitos integrados 13
1.8. Familias lógicas 14
1.8.1. Características de una familia lógica 15
1.8.2. Comparativa entre las familias lógicas 17
1.8.3. Familia lógica TTL 17
1.8.4. Familia lógica CMOS 19
1.8.5. Precauciones con los circuitos CMOS. 20
Prácticas de laboratorio. 21
Actividades de comprobación. 27
Actividades de ampliación 28

2. Diseño de circuitos con puertas lógicas 29

2.1. Álgebra de Boole 30
2.1.1. Postulados 30
2.1.2. Propiedades 30
2.1.3. Teoremas 30
2.2. Simplificación algebraica de funciones lógicas 31
2.3. Simplificación de funciones lógicas mediante el mapa de Karnaugh 32
2.3.1. Mapa de Karnaugh para dos variables 32
2.3.2. Mapa de Karnaugh para tres variables 33
2.3.3. Mapa de Karnaugh para cuatro variables 34
2.4. Diseño de circuitos combinacionales con puertas NAND y NOR . . . 35
2.5. Diseño de circuitos combinacionales. 37
2.5.1. Diseño de circuito lógico para planta depuradora 39
2.5.2. Diseño de circuito lógico para riego automático 40
Prácticas de laboratorio. 41
Actividades de comprobación. 42
Actividades de ampliación 42

3. Bloques combinacionales en escala de integración media (MSI) 43

3.1. Diferencia entre un sistema combinacional y otro secuencial . . . 44
3.2. Multiplexores 44
3.2.1. Diseño de un multiplexor de dos entradas 44
3.2.2. Diseño de un multiplexor de cuatro entradas 45
3.2.3. El multiplexor como bloque combinacional 46
3.2.4. Multiplexor MSI de ocho entradas 46
3.2.5. Aumento de la capacidad de un multiplexor 46
3.2.6. Generación de funciones lógicas con multiplexores. . . 47
3.3. Demultiplexores 48

© Ediciones Paraninfo

3.4. Decodificadores 49
3.4.1. Generación de funciones lógicas con un decodificador 49
3.4.2. Decodificador BCD a siete segmentos 50
3.5. Codificadores 52
3.5.1. Codificador con prioridad decimal a BCD 52
Prácticas de laboratorio 53
Actividades de comprobación 55
Actividades de ampliación 56

4. Sistemas secuenciales 57

4.1. Realimentación en un circuito digital 58
4.1.1. Realimentación en un circuito estable 58
4.1.2. Realimentación en un circuito biestable 58
4.2. Biestable R-S 59
4.2.1. Biestable R-S síncrono activado por nivel 60
4.2.2. Biestable R-S síncrono activado por flancos de reloj . . . 61
4.3. Biestable J-K asíncrono 61
4.3.1. Biestable J-K síncrono 61
4.3.2. Biestable J-K maestro-esclavo 62
4.4. Biestable D síncrono activado por flanco 63
4.5. Biestable síncrono T 63
4.6. Biestables síncronos integrados con señales de *Preset* y *Clear* . . . 64
4.7. Contadores 66
4.7.1. Contadores asíncronos 66
4.7.2. Contadores síncronos 66
Prácticas de laboratorio 68
Actividades de comprobación 71

5. Instrumentación en el laboratorio de electrónica 73

5.1. El polímetro 74
5.1.1. Medida de tensión 74
5.1.2. Medida de intensidad de corriente 75
5.1.3. Medida de resistencia 75
5.1.4. Medida de continuidad y diodos 75
5.1.5. Medida de capacidad de un condensador 75
5.1.6. Medida de la ganancia de un transistor 76
5.1.7. Multímetro con selección automática de rango 76
5.2. El osciloscopio 76
5.2.1. Base de tiempos y amplificador horizontal 77
5.2.2. Amplificador vertical 77
5.2.3. Manejo del osciloscopio 78
5.2.4. El osciloscopio digital 79
5.3. Generador de funciones 80

© Ediciones Paraninfo

5.4. Instrumentación digital 81
5.4.1. La sonda lógica 81
5.4.2. El inyector o pulsador lógico 81
5.4.3. El analizador lógico 81
Prácticas de laboratorio 83
Actividades de comprobación 84
Actividades de ampliación 84

6. Componentes pasivos 85

6.1. Resistencias para circuitos electrónicos 86
6.2. Tolerancia de una resistencia 86
6.3. Código de colores para resistencias 86
6.3.1. Identificación de resistencias para montaje superficial (SMD) 87
6.3.2. Series de resistencias normalizadas 88
6.4. Potencia de disipación de una resistencia 89
6.5. Clasificación de las resistencias 89
6.6. Resistencias fijas 89
6.7. Resistencias variables 90
6.8. Resistencias dependientes 90
6.8.1. Resistencias dependientes de la temperatura 90
6.8.2. Resistencias dependientes de la luz (LDR) 91
6.8.3. Resistencias dependientes de la tensión (VDR) 92
6.8.4. Magnetorresistores (MDR) y galgas extensiométricas . . . 92
6.9. Condensadores 93
6.9.1. Funcionamiento de un condensador 93
6.9.2. Capacidad de un condensador 94
6.9.3. Especificaciones técnicas de los condensadores 94
6.10. Tipos de condensadores 95
6.10.1. Condensadores de papel impregnado 95
6.10.2. Condensadores de papel metalizado 96
6.10.3. Condensadores de plástico 96
6.10.4. Condensadores cerámicos 96
6.10.5. Condensadores de mica 96
6.10.6. Condensadores electrolíticos de aluminio 96
6.10.7. Condensadores variables 97
6.10.8. Condensadores para montaje superficial (SMD) 97
6.11. Identificación de los valores de los condensadores 97
6.12. Asociación de condensadores en serie 99
6.13. Asociación de condensadores en paralelo 99
Prácticas de laboratorio 100
Actividades de comprobación 101
Actividades de ampliación 102

7. Semiconductores-El diodo 103

7.1. Los semiconductores 104
7.2. El diodo como semiconductor 104
7.3. Características atómicas del silicio 105

© Ediciones Paraninfo

7.4. El diodo de unión 106
7.4.1. Características en polarización directa de un diodo . . . 106
7.4.2. Características en polarización inversa de un diodo . . . 107
7.4.3. Potencia y corriente nominal 108
7.4.4. Línea de carga de un diodo 108
7.4.5. Curva característica aproximada de un diodo 109
7.4.6. Hoja de características de un diodo 109
7.5. Dispositivos optoelectrónicos 110
7.5.1. Diodos luminiscentes (LED) 110
7.5.2. Fotodiodos 112
7.5.3. Optoacopladores 113
Prácticas de laboratorio 114
Actividades de comprobación 117
Actividades de ampliación 118

8. Aplicación de los diodos a circuitos de rectificación 119

8.1. Circuitos de rectificación 120
8.2. Circuito rectificador de media onda 120
8.3. Circuito rectificador de onda completa 121
8.3.1. Rectificador de onda completa mediante transformador con toma intermedia 121
8.3.2. El puente rectificador 122
8.4. Rectificadores trifásicos 123
8.4.1. Circuito rectificador trifásico de media onda 124
8.4.2. Circuito rectificador trifásico de onda completa 124
8.5. El filtrado 124
8.5.1. Filtro con condensador 125
8.5.2. Filtros en fuentes de alimentación avanzadas 127
8.6. Construcción del circuito impreso y montaje de sus componentes 128
8.6.1. Diseño de circuitos impresos 129
8.6.2. Transferencia del diseño a placa 129
8.6.3. Soldadura y montaje de componentes 130
Prácticas de laboratorio 131
Actividades de comprobación 136
Actividades de ampliación 136

9. Transistores 137

9.1. Transistores bipolares 138
9.1.1. Funcionamiento del transistor 138
9.1.2. Símil hidráulico del funcionamiento del transistor 140
9.1.3. Identificación de transistores 142
9.1.4. Comprobación del estado de un transistor 142
9.1.5. Encapsulado de transistores 143
9.1.6. Identificación de componentes semiconductores 143

© Ediciones Paraninfo

9.1.7. Intensidades de corriente en el transistor. 143
9.1.8. Ganancia de corriente o parámetro beta (β) de un transistor 144
9.1.9. Tensiones de ruptura. 145
9.1.10. Características de los transistores bipolares 145
9.1.11. Curvas características con el emisor común (EC) 145
9.1.12. Curva de potencia máxima de un transistor 146
9.1.13. Recta de carga de un transistor 148
9.1.14. Hoja de características de un transistor 150
9.1.15. Polarización del transistor 151
9.1.16. Polarización del transistor por realimentación del emisor con divisor de tensión. 153
9.2. Transistores unipolares 155
9.3. El transistor JFET 155
9.3.1. Curvas características de un JFET 156
9.3.2. Aplicaciones del JFET 157
9.4. El transistor MOSFET 157
9.4.1. MOSFET de tipo empobrecimiento 158
9.4.2. MOSFET de enriquecimiento 159
9.4.3. MOSFET para el control de potencia. 159
Prácticas de laboratorio. 161
Actividades de comprobación. 163
Actividades de ampliación 165

10. Amplificadores. 167

10.1. Características del amplificador 168
10.1.1. Ganancia de un amplificador 168
10.1.2. Adaptación de impedancias en un amplificador. 169
10.1.3. Clasificación de los amplificadores. 170
10.2. Amplificadores de pequeña señal con transistores. 171
10.2.1. Amplificador de emisor común. 171
10.2.2. Amplificador de colector común (CC) 173
10.2.3. Amplificador de base común (BC). 174
10.2.4. Cuadro resumen de las características de los amplificadores 175
10.3. Acoplamiento de amplificadores 175
10.3.1. Acoplamiento con condensador o RC 176
10.3.2. Acoplamiento directo. 176
10.3.3. Amplificador Darlington 176
10.4. Amplificadores de potencia. 177
10.4.1. Diagrama de bloques de un amplificador de audio . . . 177
10.4.2. Rendimiento de un amplificador. 177
10.4.3. Amplificador de potencia *push-pull* 178
10.4.4. Amplificadores integrados de potencia 179
10.5. Amplificadores con transistores unipolares 180
10.5.1. Amplificadores con JFET 180
10.5.2. Amplificadores con MOSFET 180

© Ediciones Paraninfo

10.6. Localización de averías y reparación en un amplificador 181
10.6.1. Ausencia de señal de salida 182
10.6.2. Señal de salida débil. 184
10.6.3. Distorsión y ruido en la señal de salida 184
Prácticas de laboratorio. 186
Actividades de comprobación. 190
Actividades de ampliación 192

11. Realimentación en los amplificadores. El amplificador operacional 193

11.1. Distorsión en los amplificadores 194
11.1.1. Distorsión alineal 194
11.1.2. Distorsión de frecuencia y ancho de banda de un amplificador 194
11.1.3. Distorsión de fase. 195
11.2. Realimentación en los amplificadores 195
11.2.1. Principio de realimentación 196
11.2.2. Ventajas de la realimentación 196
11.3. El amplificador operacional 197
11.3.1. El amplificador diferencial 197
11.3.2. Características del amplificador operacional 198
11.4. Realimentación en los amplificadores operacionales 200
11.4.1. AO con realimentación no inversora de tensión. 200
11.4.2. AO con realimentación inversora de tensión 201
11.5. Aplicaciones de los amplificadores operacionales 202
11.5.1. Amplificador sumador 202
11.5.2. Amplificador restador 203
11.5.3. Comparadores 203
11.5.4. Filtros activos 204
11.5.5. Amplificadores integradores y diferenciadores. 206
11.5.6. Controlador PID con amplificadores operacionales . . . 207
Prácticas de laboratorio. 209
Actividades de comprobación. 214

12. Fuentes de alimentación 215

12.1. Fuentes de alimentación lineales y conmutadas 216
12.2. Fuentes de alimentación lineales 217
12.2.1. El diodo Zener 217
12.2.2. El Zener como regulador de tensión 218
12.2.3. El diodo Zener ideal 220
12.2.4. Estabilizadores en paralelo 220
12.2.5. Estabilizadores en serie 220
12.2.6. Estabilizador en serie con realimentación 222
12.2.7. Fuentes de alimentación con reguladores de tensión integrados 223

© Ediciones Paraninfo

12.2.8. La serie de reguladores 7800 224
12.2.9. Reguladores integrados con tensión ajustable 224
12.2.10. Fuente de corriente con regulador integrado 226
12.3. Fuentes de alimentación conmutadas 226
Prácticas de laboratorio 229
Actividades de comprobación 232

13. Generadores de señal y osciladores 233

13.1. Generadores senoidales 234
13.1.1. Principio general de oscilación 234
13.1.2. Osciladores RC 235
13.1.3. Osciladores LC 238
13.1.4. Osciladores de cristal 239
13.2. Multivibradores 241
13.2.1. Multivibrador astable 241
13.3. El circuito integrado 555 244
13.3.1. Funcionamiento del CI 555 en modo astable 245
13.3.2. Funcionamiento del CI 555 en modo monoestable . . . 246
Prácticas de laboratorio 248
Actividades de comprobación 251
Actividades de ampliación 252

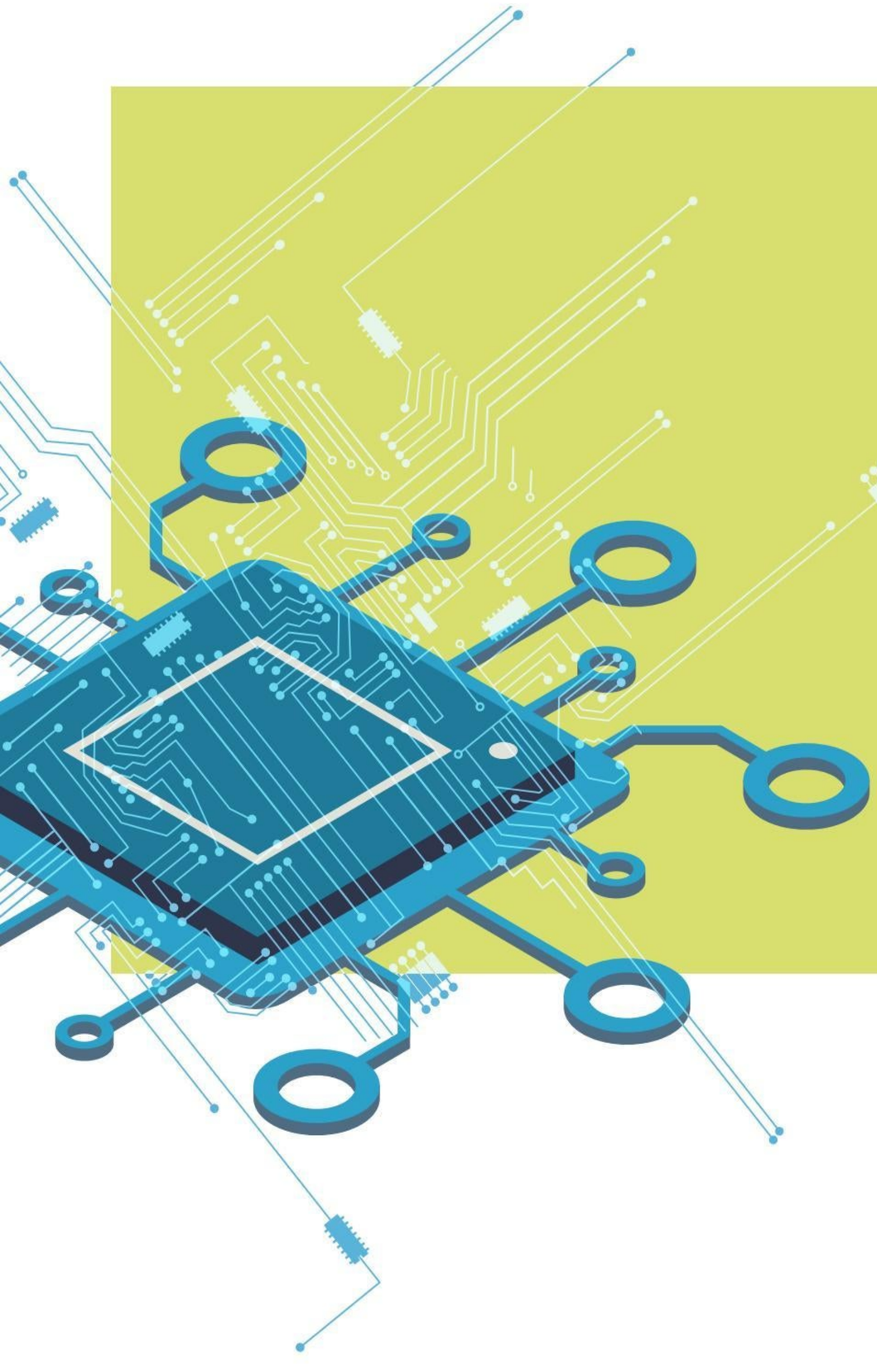
14. Electrónica de potencia-tiristores . . . 253

14.1. Tiristores 254
14.2. El rectificador controlado de silicio (SCR) 254
14.2.1. Curvas características del SCR 255
14.2.2. Aplicaciones del SCR 256
14.2.3. Control de potencia en C.C. con un SCR 257
14.2.4. Control de potencia en C.A. con un SCR 257
14.3. El diac 258
14.3.1. SCR controlado por diac 259
14.4. El triac 260
14.5. El transistor de unijuntura (UJT) 261
14.5.1. Aplicaciones del UJT 262
14.6. Modulación PWM 263
Prácticas de laboratorio 266
Actividades de comprobación 268

Solución a las actividades de comprobación 269

Recursos de aprendizaje en el material web 273

© Ediciones Paraninfo



Introducción a la 3.ª edición

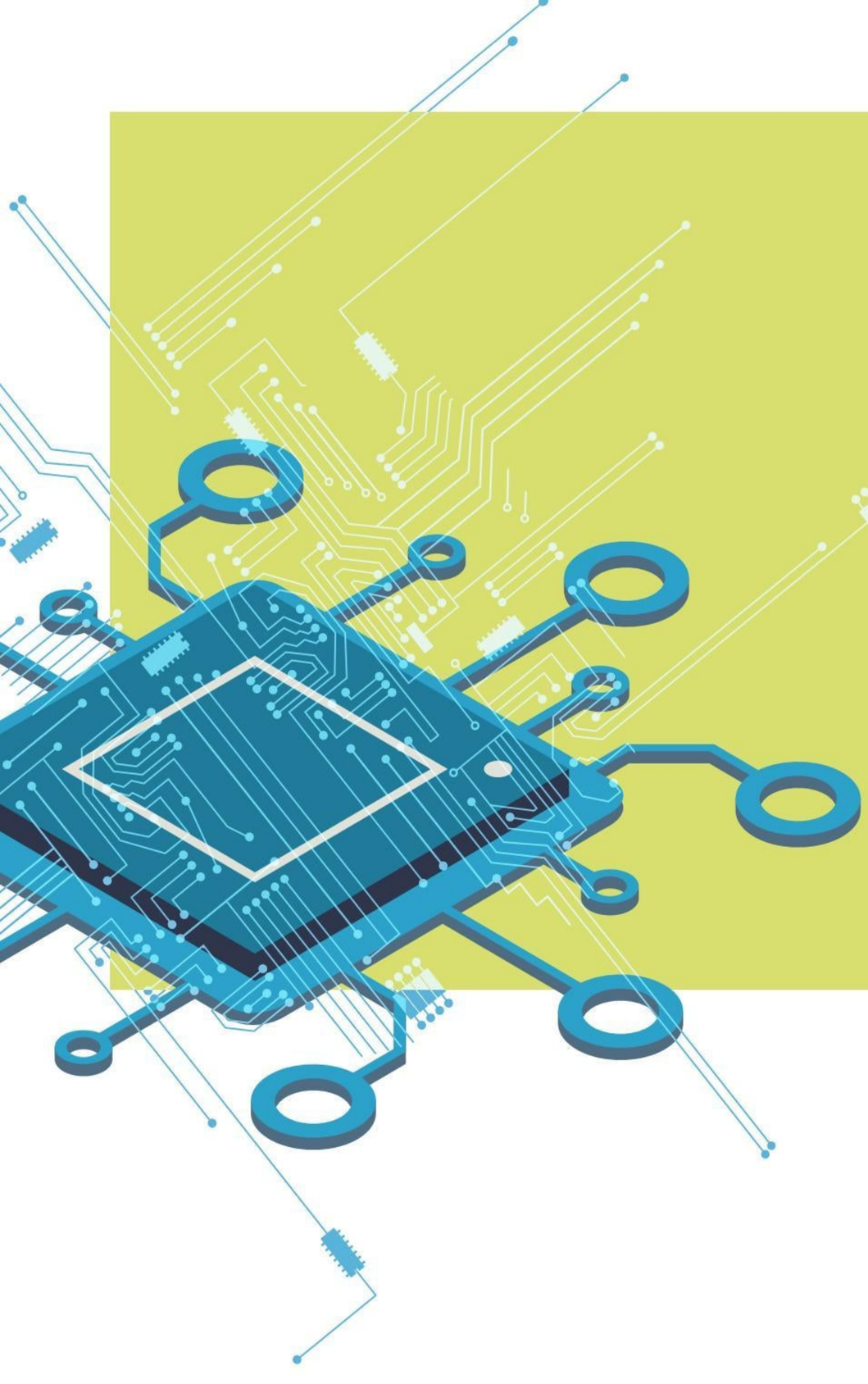
Deseo dedicar esta nueva edición a todo el profesorado, alumnado y profesionales que siguen confiando en esta obra desde hace ya más de 12 años desde su primera edición.

Espero que este sea un camino lleno de éxitos y que nos sea de ayuda para alcanzar los conocimientos necesarios para nuestro desarrollo profesional y personal.

En esta nueva edición se han revisado, ampliado y actualizado los contenidos que han ido cambiando con la evolución de la tecnología. Además, se han añadido al texto nuevas **Actividades resueltas** y más **Prácticas de laboratorio,** que serán de gran ayuda para el aprendizaje de la materia.

Por otro lado, dada la gran cantidad de contenidos con la que viene cargado este módulo, y el limitado tiempo del que se dispone para impartirlo, en esta nueva edición se ha seguido con la idea de simplificar algunos de los contenidos más complejos y ampliar aquellos que son más relevantes para la comprensión de la materia.

© Ediciones Paraninfo



Introducción

El objetivo de este texto es el de servir como herramienta básica de trabajo en el módulo de *Electrónica* para alumnos que vayan a cursar el ciclo formativo de grado medio de *Técnico en Instalaciones Eléctricas y Automáticas,* así como para todos aquellos profesionales que desean ampliar y reforzar sus conocimientos en la materia.

Por supuesto, con ello no pretendemos dar unas reglas fijas de trabajo, sino que entendemos que es el profesor, en último caso, quien debe desarrollar y organizar el conjunto del módulo en función de la propia personalidad del grupo destinatario y de los recursos didácticos que se encuentren a su alcance. Se ha realizado un esfuerzo global para elaborar la herramienta docente más adecuada para este proceso de aprendizaje, basándonos para ello en las más modernas tendencias pedagógicas.

Por otro lado, entendemos que el módulo es muy amplio, y que es el profesor quien deberá decidir en todo momento qué aspectos del módulo son más relevantes, para poder incidir en ellos con más insistencia y hacer una reducción didáctica en caso de que el tiempo lectivo disponible no sea suficiente.

En el Real Decreto se expresan los siguientes resultados de aprendizaje:

1. Reconoce circuitos lógicos combinacionales determinando sus características y aplicaciones.
2. Reconoce circuitos lógicos secuenciales determinando sus características y aplicaciones.
3. Reconoce circuitos de rectificación y filtrado determinando sus características y aplicaciones.

© Ediciones Paraninfo

4. Reconoce fuentes de alimentación determinando sus características y aplicaciones.
5. Reconoce circuitos amplificadores determinando sus características y aplicaciones.
6. Reconoce sistemas electrónicos de potencia verificando sus características y funcionamiento.
7. Reconoce circuitos de temporización y oscilación verificando sus características y funcionamiento.

Para alcanzar estas capacidades se han incluido en este texto 14 unidades donde se tratan los aspectos más fundamentales del módulo de *Electrónica.* En todas ellas se ha intentado incluir una serie de experiencias y actividades de tipo práctico con la idea de integrar la teoría y la práctica como dos elementos de un mismo proceso de aprendizaje, mediante el cual se le presenta al alumno un material significativo para que pueda darle sentido a lo que aprende. De esta forma se emplea una metodología activa y por descubrimiento como proceso de construcción de capacidades que integren conocimientos científicos (conceptuales), tecnológicos (concretos) y organizativos (individualmente y en equipo), con el fin de que el alumno se capacite para aprender por sí mismo.

Se ha procurado que los contenidos desarrollados sean presentados a un nivel fundamental con un lenguaje sencillo y claro, procurando que sean significativos y que respondan a los problemas y situaciones de la realidad tecnológica actual y de los propios integrantes del proceso formativo.

Aparte de la unidad dedicada a las medidas eléctricas, debido a la importancia que este tema merece y con el objeto de dar a estos contenidos el sentido más práctico posible, se ha introducido el concepto de medida y, lo que es más importante, los procedimientos de utilización de los aparatos de medida en cada uno de los momentos del proceso de aprendizaje.

En las diferentes unidades se han incluido, aparte de los propios contenidos del módulo, una serie de **Actividades experimentales,** que, realizadas de una forma organizada en el laboratorio, ayudarán a acercar los contenidos abstractos del módulo a la realidad cotidiana de los alumnos. Estas experiencias sirven, en la mayoría de las ocasiones, como presentación de los contenidos que se van a tratar en cada una de las unidades (los alumnos observan, manipulan, miden y analizan elementos reales de la «Electrónica»).

Acompañando a los contenidos propios de la asignatura, se han presentado una serie de **Actividades resueltas** donde se pretende ejemplificar la solución de aquellos ejercicios que resulten más relevantes para la comprensión de la materia. A este respecto se han seleccionado, en todo momento, ejemplos que sean lo más cercanos a la realidad tecnológica y a los propios participantes del proceso de aprendizaje, huyendo en todo momento de ejercicios exclusivamente teóricos. Aquí se sugiere que el profesor proponga a los alumnos la resolución de algunos de los ejercicios propuestos en la sección **Actividades de comprobación** y que estén relacionados con los que se acaban de resolver.

Además, se sugiere que el profesor proponga a los alumnos la resolución en el aula de las **Actividades propuestas** que aparecen en las diferentes unidades, con el fin de que los mismos puedan comprobar al instante los conocimientos recién adquiridos.

© Ediciones Paraninfo

Al final de cada una de las unidades de contenido se incluyen una serie de actividades de **Prácticas de laboratorio** de carácter eminentemente práctico que ayudarán a trasladar a la realidad todo aquello que se estudia en la teoría. Por supuesto, será el profesor el que decida qué tipo de ejercicios prácticos conviene llevar a cabo y cuándo es más conveniente hacerlo. Los ejercicios prácticos que aquí se incorporan son totalmente orientativos.

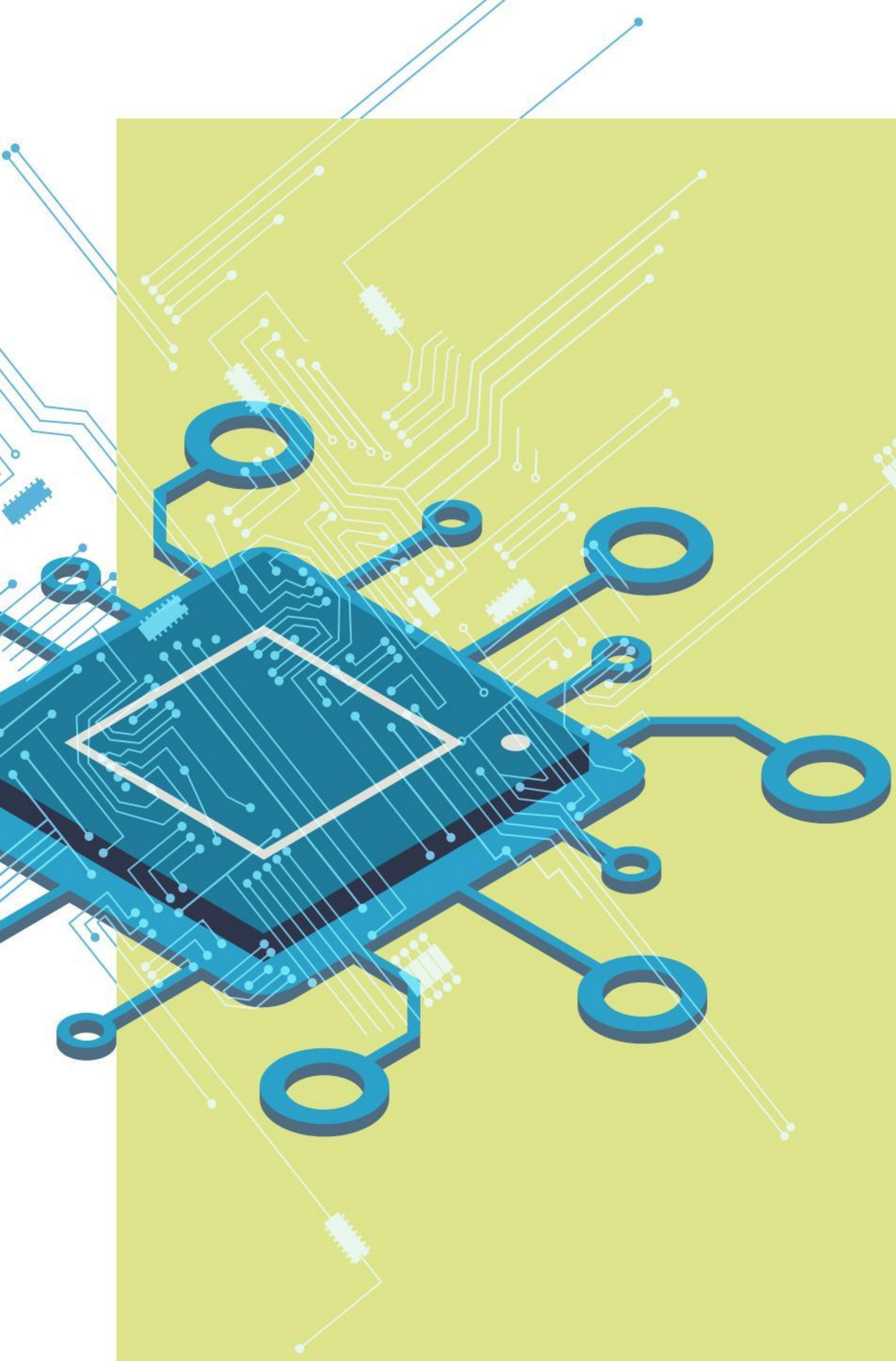
En cada una de las unidades de contenido se incorpora un apartado dedicado a **Actividades de comprobación.** Aquí se proponen una serie de preguntas y ejercicios, en los que se aporta el resultado al final del texto con el fin de que los alumnos puedan autoevaluarse.

En todo momento se incentivará a los alumnos para que trabajen en grupo, planificando el desarrollo de las experiencias, ejercicios y actividades que a lo largo del curso se lleven a cabo en el laboratorio de electrónica. Al finalizar cada una de estas actividades sería conveniente que los alumnos presentasen un informe-memoria sobre la actividad desarrollada, indicando los resultados obtenidos y estructurándolos en los apartados necesarios para una adecuada documentación de las mismas (descripción del proceso seguido, medios utilizados, esquemas y planos empleados, cálculos, medidas, etc.), exponiendo al resto del grupo sus trabajos.

Otro aspecto que cabe resaltar es que siempre resulta de gran interés que sean los propios alumnos los que investiguen ciertos procesos tecnológicos y busquen informaciones técnicas en las diferentes fuentes de información, estimulando así la curiosidad y el afán por saber. A este respecto, conviene dotar al aula con una completa biblioteca técnica, donde se incluyan manuales de uso de diferentes dispositivos electrónicos, así como una gran variedad de informaciones técnicas, tales como catálogos comerciales, revistas técnicas, reglamentos y normas vigentes en el campo de la electrónica, proyectos ejemplo extraídos de la realidad, etc. Los contenidos incluidos en las diferentes unidades se pueden ampliar consultando diferentes páginas web en internet.

Si desea realizar algún comentario o sugerencia, puede contactar con el autor escribiendo a la siguiente dirección electrónica: pablo.alcalde@hotmail.es

© Ediciones Paraninfo



1 Introducción a la electrónica digital

Contenidos

- **1.1.** Electrónica analógica y electrónica digital
- **1.2.** Sistemas de numeración
- **1.3.** Códigos
- **1.4.** Niveles lógicos de las señales digitales
- **1.5.** Puertas lógicas
- **1.6.** Diseño de circuitos combinacionales con puertas lógicas
- **1.7.** Construcción de puertas lógicas con circuitos integrados
- **1.8.** Familias lógicas

Este módulo trata sobre Electrónica. La Electrónica estudia el comportamiento de los electrones en los circuitos con el fin de conseguir que «los electrones hagan lo que nosotros queramos». Existen dos grandes ramas dentro de la electrónica: la analógica y la digital. Comenzaremos el estudio por la electrónica digital que hoy en día avanza a grandes pasos sustituyendo en multitud de aplicaciones a la electrónica analógica. Hablamos del mundo digital: la cámara de fotos y de vídeo, el escáner, el ordenador, internet, el móvil, el MP3, los CD de audio, los robots, la domótica, la automatización industrial, y un largo etcétera.

Objetivos

- Operar con distintos sistemas de numeración y códigos, así como realizar sus conversiones.
- Diferenciar la electrónica analógica de la digital.
- Reconocer las ventajas de los sistemas digitales.
- Describir las funciones lógicas básicas mediante puertas.
- Analizar el funcionamiento de un circuito combinacional.
- Montar y analizar el funcionamiento de las puertas lógicas básicas.

1.1. Electrónica analógica y electrónica digital

La electrónica es una disciplina que estudia los sistemas eléctricos desde el punto de vista del electrón (partícula que gira alrededor del átomo con carga eléctrica negativa). Mediante los componentes y circuitos electrónicos (diodos, transistores, condensadores, resistencias, amplificadores, osciladores, circuitos integrados, microprocesadores, memorias, etc.) es posible manejar a nuestro antojo el movimiento del electrón y conseguir múltiples aplicaciones, como por ejemplo: la radio, la televisión, los equipos de sonido, los ordenadores, los robots, la automatización industrial, los sistemas de control y gestión en el automóvil, los equipos de medida, etcétera.

La electrónica se puede dividir en dos grandes ramas:

- La electrónica analógica.
- La electrónica digital.

Figura 1.1. La electrónica y sus aplicaciones.

1.1.1. Señales analógicas

La **electrónica analógica** se fundamenta en el tratamiento y manejo de señales eléctricas de tipo analógico. Los fenómenos físicos que ocurren en nuestro entorno suelen variar de forma continua. Si tomamos como ejemplo un determinado sonido, este irá tomando diferentes valores de intensidad sonora según transcurre el tiempo (Figura 1.2).

Mediante un micrófono es posible transformar dicha señal sonora en una pequeña señal eléctrica, donde el nivel de tensión siga las mismas variaciones que el sonido, según cambia su volumen y su frecuencia. La señal eléctrica así obtenida será *análoga* a la señal de audio original y se la conoce como **señal analógica** (Figura 1.3). De esta forma conseguimos imitar con señales eléctricas las señales del mundo real.

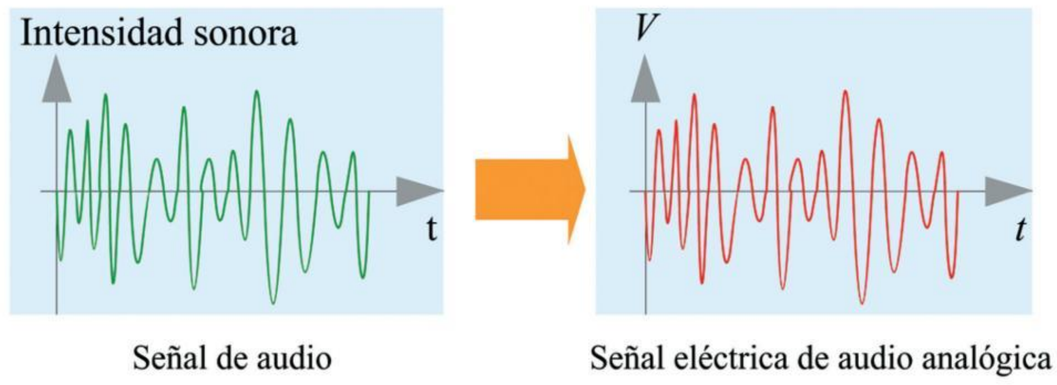


Figura 1.2. Señal analógica.

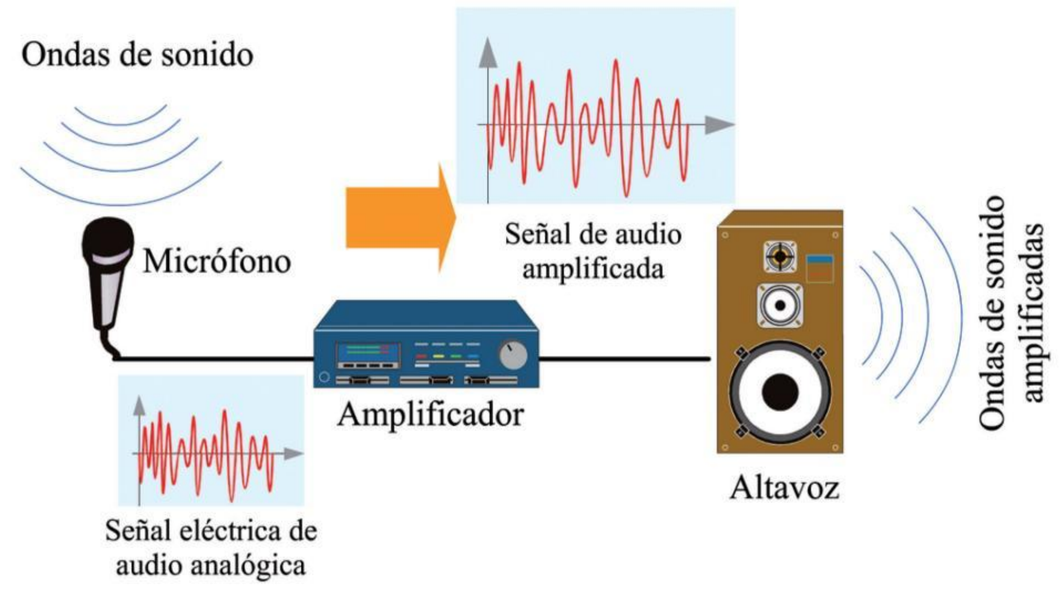


Figura 1.3. Señal analógica obtenida al procesar una señal de audio con un micrófono.

En la Figura 1.3 el sonido provoca la vibración de la membrana del micrófono, lo que hace que se genere una señal eléctrica analógica de muy poco nivel (en torno a unos pocos milivoltios); el amplificador de audio eleva dicho nivel (en torno a unos cuantos voltios) utilizando circuitos analógicos. La señal ya tiene suficiente nivel (volumen) para poder mover la membrana de un altavoz, donde obtenemos el sonido original captado por el micrófono pero con un volumen mucho mayor.

En conclusión se puede decir que una señal analógica es aquella que varía de forma continua, tal como lo hacen las magnitudes físicas en la naturaleza, como las variaciones del

NOTA

Aunque la notación utilizada para la tensión, según el Reglamento Electrotécnico para Baja Tensión, es *U,* en este texto se ha decidido utilizar la letra *V* para representar la tensión. Esta notación es la habitual en los sistemas electrónicos, y es la que normalmente aparece en las hojas de características de los componentes que los fabricantes facilitan.

© Ediciones Paraninfo

sonido, las de la luz, las de la temperatura, las de presión, el tiempo, etcétera.

Las señales analógicas toman un valor instantáneo diferente para cada fracción del tiempo considerado. Dado que en un determinado intervalo de tiempo existen infinitos valores (los podemos tomar todo lo pequeños que queramos), la señal eléctrica también alcanzará infinitos valores en dicho intervalo. De esta forma, podríamos afirmar que una señal eléctrica analógica reproduce de forma fiel la magnitud física de la que proviene.

1.1.2. Señales digitales

Otra forma de tratar las señales eléctricas que vamos a procesar es convertirlas en números. La **electrónica digital** se fundamenta en el tratamiento y manejo de señales eléctricas de tipo digital. Las señales digitales son mucho más simples que las analógicas, ya que la información se procesa y codifica en dos únicos estados, tal como se muestra en la Tabla 1.1.

Tabla 1.1. Estados de una señal digital

1.er estado	2.º estado
1	0
Sí	No
Verdadero	Falso
Nivel alto de tensión	Nivel bajo de tensión
5 V	0 V
Interruptor cerrado	Interruptor abierto

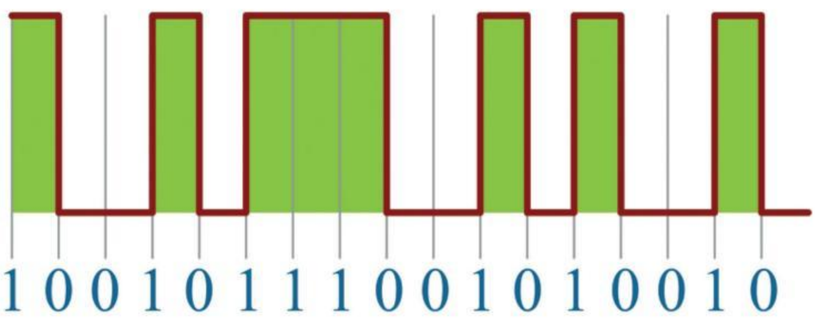


Figura 1.4. Señal digital compuesta por valores binarios de ceros y unos.

Estos dos estados se conocen como niveles lógicos y a cada uno se le asigna una cifra o *dígito*, el «1» y el «0»; lo que da lugar a las señales digitales o binarias.

El término digital se comenzó a configurar con la llegada del código Morse, pudiéndose considerar como el primer método de transmisión de señales en formato digital.

En comparación con una señal analógica que varía de forma continua, la señal digital solo toma dos valores (uno y cero) en determinados intervalos de tiempo, por lo que se dice que toma un conjunto de valores discretos.

Así, por ejemplo, se podría digitalizar una señal eléctrica tomando su valor cada cierto tiempo (frecuencia de muestreo), a cada valor se le asigna una cifra digital en formato binario (cifras con unos y ceros). Este proceso se realiza con un conversor analógico digital (ADC), pudiéndose guardar dicha información en un soporte de tipo digital, como podría ser un disco óptico (DVD o CD-ROM), disco duro, tarjetas de memoria, etc. La información así guardada consiste en una secuencia enorme de cifras digitales en formato binario, es decir unos y ceros, que contienen de forma codificada la señal analógica original.

En el ejemplo de la Figura 1.5, el sonido está grabado en formato digital en un disco compacto (CD). El reproductor de CD lee los datos digitales gracias a un sistema óptico basado en diodos láser. La señal digital obtenida consiste en una serie de interrupciones (unos y ceros) que surgen a gran velocidad. Si aplicásemos esta señal directamente a un altavoz, oiríamos un sonido parecido al que produce un fax o un módem telefónico. Las señales físicas son analógicas, y por tanto si deseamos transferir el sonido en formato digital a un altavoz, hay que convertirlas previamente a formato analógico mediante un decodificador o un convertidor digital-analógico (DAC). A la salida del DAC obtenemos una señal analógica que se corresponde con la señal eléctrica original del sonido. Esta señal se amplifica y ya es posible escucharla en un altavoz a gran volumen.

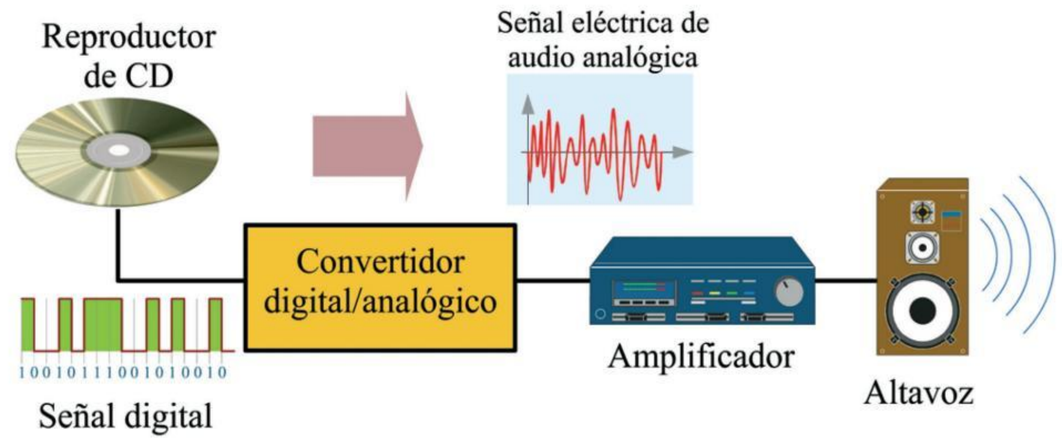


Figura 1.5. Proceso de conversión de una señal digital en una analógica.

La electrónica digital opera con números. La información está contenida en los números y no en la forma de la señal eléctrica. Una señal eléctrica siempre se puede convertir a números y, una vez procesada, recuperarse posteriormente.

En la Figura 1.6 se muestra el proceso de digitalización de una señal de audio. Para ello se somete a la señal a una medida de su valor cada cierto intervalo de tiempo (muestreo). Para una digitalización a 8 bits, se asigna a cada muestra un código de 8 dígitos en función del valor que toma la señal en la muestra, consiguiendo 256 permutaciones de unos y ceros, empezando por 00000000 y terminando con 11111111. El resultado final es una señal digital con una enorme cantidad

© Ediciones Paraninfo

de secuencias de cifras binarias de 8 dígitos, que podremos almacenar en un soporte magnético (disco duro, tarjeta de memoria), óptico (CD-ROM, DVD), etcétera.

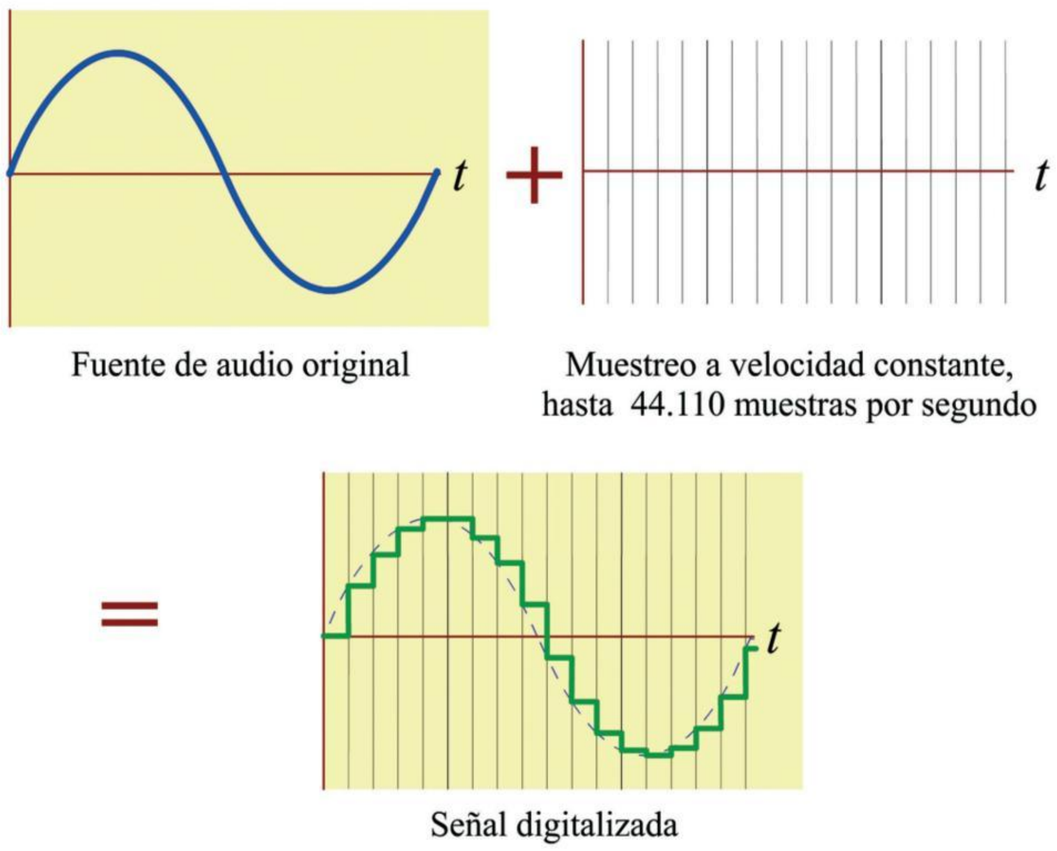


Figura 1.6. Proceso de digitalización de una señal.

La gran ventaja de los sistemas digitales frente a los analógicos es que las señales digitales se pueden almacenar, procesar y transmitir en forma de dígitos o cifras. Esta información es mucho más difícil que se perturbe mediante interferencias. Así, por ejemplo, un receptor de televisión analógico es susceptible a recibir una imagen defectuosa debido a las interferencias de cualquier perturbación electromagnética como la atmosférica debido a las tormentas, ya que la señal analógica se puede ver modificada en su amplitud o frecuencia. Sin embargo, en la televisión digital (por ejemplo, la TDT), la señal que se transmite es una serie de cifras digitales formadas por unos y ceros (hay tensión, no hay tensión), y que aunque se modifique algo el valor de la tensión que se corresponde a un «1» o a un «0», la cifra no se modifica. Por decirlo de otra forma, si yo digo el «1» en voz alta, seguirá también siendo un «1» en voz más baja, siempre y cuando se pueda oír. Por eso la televisión digital se suele ver bien, aunque existan pequeñas interferencias; cuando las interferencias aumentan, la imagen desaparece a intervalos de la pantalla.

Los circuitos digitales que se utilizan de forma repetitiva se pueden incluir o integrar en un solo componente o chip, pudiendo aportar muchas funciones en un espacio muy reducido y a un coste muy bajo. Además, los sistemas digitales pueden ser programables, lo que permite reconfigurar un mismo circuito de forma rápida solo con cambiar el programa.

Gracias a la electrónica digital, que opera con cifras binarias, se pueden realizar operaciones lógicas y aritméticas, que es la base para la construcción de autómatas, de los microprocesadores y los ordenadores.

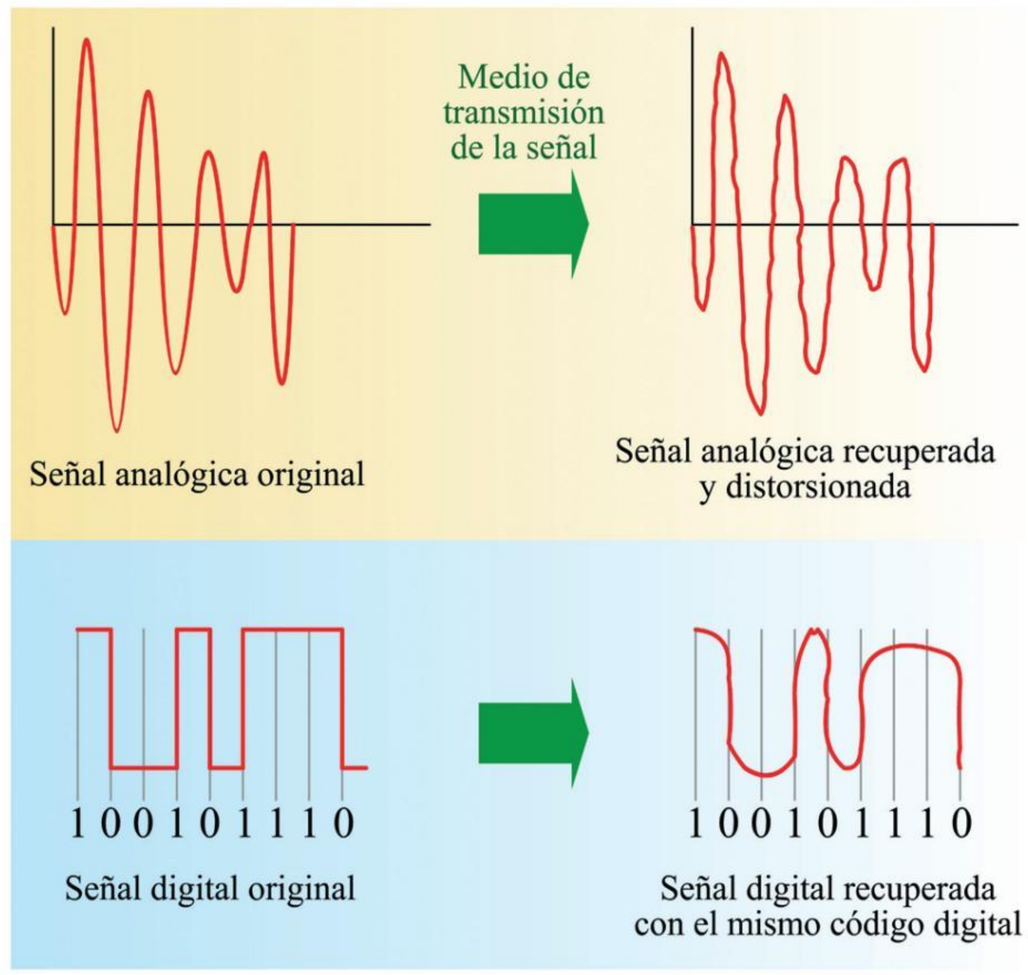


Figura 1.7. Distorsión de las señales analógica y digital.

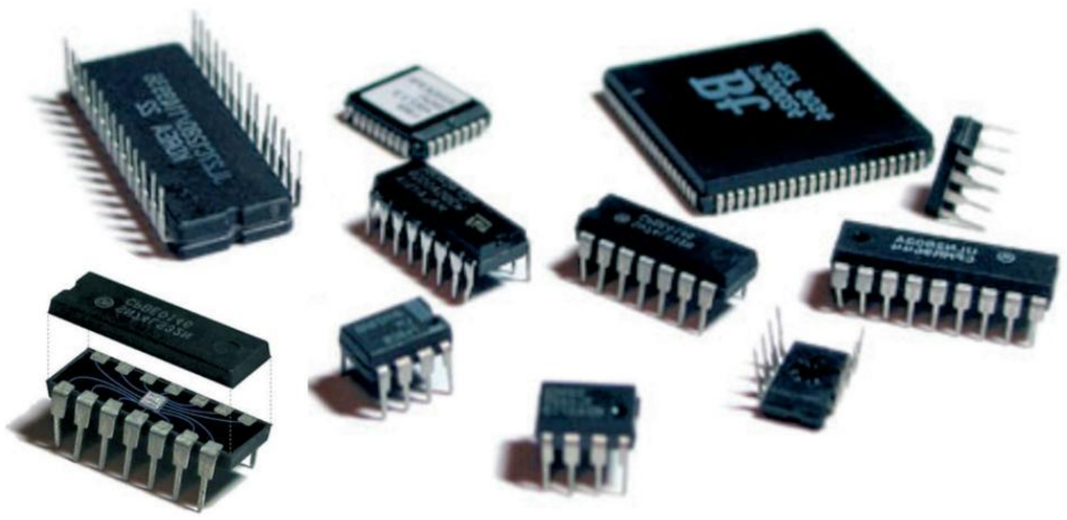


Figura 1.8. Circuitos integrados.

Las posibilidades que ofrece el uso de la electrónica digital son cada vez mayores. Seguidamente exponemos algunas de sus aplicaciones:

- Calculadoras.
- Ordenadores.
- Escáner.
- Automatización industrial y doméstica.
- Electrónica del automóvil.
- Telefonía móvil.
- Audio (MP3, CD, Mini Disc, etc.).
- Televisión digital.
- Fotografía digital.
- Telecomunicaciones.
- Internet.
- Instrumentos de medida.

© Ediciones Paraninfo

Tabla 1.2. Ventajas de la electrónica digital frente a la analógica

Circuitos digitales	Circuitos analógicos
Siempre reproducen exactamente los mismos resultados.	La salida puede variar con la temperatura, la tensión de alimentación, estado de los componentes, etc.
El diseño de circuitos lógicos es sencillo.	Para diseñar circuitos hay que realizar operaciones complejas y conocer muy bien sus componentes.
Se pueden programar para hacer que un mismo circuito pueda ser utilizado para varias funciones.	Los circuitos solo realizan la función para la que han sido diseñados.
Mayor facilidad de integración para circuitos repetitivos.	Coste más elevado de los circuitos.
Menor posibilidad de interferencias en las señales digitales.	Susceptible de sufrir interferencias de otros sistemas.
Facilidad de almacenamiento de la información en soporte magnético u óptico sin deterioro de la fidelidad de la señal, aunque se realicen muchas copias.	La información almacenada se va deteriorando, sobre todo si se realizan copias.

Figura 1.9. La electrónica digital ofrece múltiples aplicaciones.

1.2. Sistemas de numeración

El sistema de numeración que mejor se adapta a la codificación de señales digitales es el binario, ya que solamente usa dos dígitos, el uno y el cero, para formar las diferentes cifras. En este apartado también estudiaremos el sistema de numeración octal, el hexadecimal, el BCD y sus diferentes conversiones al sistema que utilizamos habitualmente, el sistema decimal.

Un **sistema numérico** es el conjunto ordenado de símbolos o dígitos y las reglas con que se combinan para representar cantidades numéricas. Existen diferentes sistemas numéricos, cada uno de ellos se identifica por su base.

Un **dígito** en un sistema numérico es un símbolo que no es combinación de otros y que representa un entero positivo.

Un **bit** es un dígito binario (abreviación del inglés *binary digit*), es decir, un 0 o un 1.

La **base** de un sistema numérico es el número de dígitos diferentes usados en ese sistema.

Tabla 1.3. Sistemas de numeración

Sistema	Base	Dígitos
Binario	2	0, 1
Octal	8	0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7
Decimal	10	0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9
Hexadecimal	16	0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, A, B, C, D, E, F

1.2.1. Sistema decimal

El sistema decimal tiene su base en diez dígitos: 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 y 9. El número de dígitos o símbolos diferentes que se utilizan en un sistema de numeración constituye su **base.** Para el sistema decimal la base es **10.**

El lugar que ocupa cada dígito en una determinada cifra nos indica su valor. Así, por ejemplo el 956_{10} se puede descomponer de la siguiente forma:

$$956_{10} = 900 + 50 + 6 = 9 \cdot 100 + 5 \cdot 10 + 6 \cdot 1$$

Otra forma de expresarlo sería en forma polinómica:

$$956_{10} = 9 \cdot 10^2 + 5 \cdot 10^1 + 6 \cdot 10^0$$

En conclusión, la cifra se descompone multiplicando cada dígito por su base elevada al número que representa la posición que ocupa. De forma general, la expresión polinómica exponencial de un número (N) en el sistema decimal sería la siguiente:

$$N_{10} = a_n \ldots a_2\, a_1\, a_0 = a_n \cdot 10^n + \ldots + a_2 \cdot 10^2 + \\ + a_1 \cdot 10^1 + a_0 \cdot 10^0$$

Los términos $a_n \ldots a_2\, a_1\, a_0$ son los dígitos del número (del 0 al 9 en el sistema decimal).

© Ediciones Paraninfo

1.2.2. Sistema binario

El sistema binario tiene su base en dos únicos dígitos: 0 y 1. Su expresión polinómica sería:

$$N_2 = a_n \ldots a_2\, a_1\, a_0 = a_n \cdot 2^n + \ldots + a_2 \cdot 2^2 + a_1 \cdot 2^1 + a_0 \cdot 2^0$$

Los términos $a_n \ldots a_2\, a_1\, a_0$ son los dígitos del número (del 0 al 1 en el sistema binario).

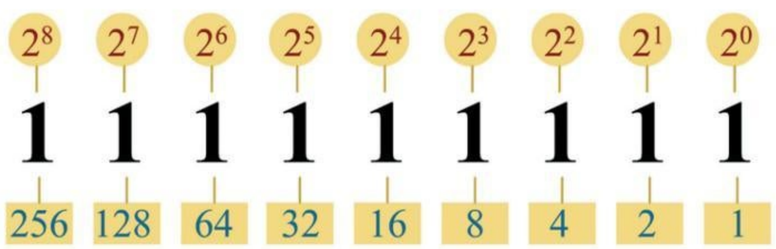


Figura 1.10. Valores de las posiciones de los términos binarios de un número de 8 bits.

Actividad resuelta 1.1

¿Cuál es el valor decimal del número binario 11001_2?

Solución:

Aplicamos la expresión polinómica:

$11001_2 = 1 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 =$

$1 \cdot 16 + 1 \cdot 8 + 0 \cdot 4 + 0 \cdot 2 + 1 \cdot 1 = 25_{10}$

Para convertir un número decimal a binario se realiza la división continuada por 2 hasta que el cociente sea cero. Los restos obtenidos en los diferentes pasos nos darán el número en binario. Para ello se toman los dígitos obtenidos en los restos desde el último hasta el primero.

Actividad resuelta 1.2

¿Cuál es el valor binario del número decimal 25_{10}?

Solución:

División	Cociente	Resto
25 : 2 =	12	1
12 : 2 =	6	0
6 : 2 =	3	0
3 : 2 =	1	1
1 : 2 =	0	1

→ 1 1 0 0 1

Actividad propuesta 1.1

Convierte los siguientes números decimales a binarios:

a) 48_{10}; b) 375_{10}; c) 4.356_{10}

Convierte los siguientes números binarios a decimales:

d) 11101001_2; e) 101010011_2; f) 1100110010_2

La solución a esta Actividad propuesta la puedes encontrar dentro del MATERIAL WEB elaborado para este texto.

1.2.3. Sistema octal y hexadecimal

El sistema octal (base 8) y hexadecimal (base 16) se pueden considerar como *«binario abreviado»*, ya que la conversión de estos a binario y viceversa es prácticamente inmediata a simple vista, por lo que han sido utilizados para representar de manera compacta información binaria en los sistemas digitales.

Sistema octal

La conversión de un número octal en un número binario se realiza de forma sencilla e inmediata, para ello hay que sustituir cada dígito octal por la cadena equivalente de tres bits binarios, tal como se muestra en la Tabla 1.4.

Tabla 1.4. Correspondencias entre números octales y cadenas de 3 bits binarios

$Octal_{(8)}$	$Binario_{(2)}$
0	0 0 0
1	0 0 1
2	0 1 0
3	0 1 1
4	1 0 0
5	1 0 1
6	1 1 0
7	1 1 1

Actividad resuelta 1.3

¿Cuál es el número binario del número octal 457_8?

Solución:

Consultando en la Tabla 1.4 de equivalencias:

Octal	Binario
4	100
5	101
7	111
457_8	→ 100 101 111_2

© Ediciones Paraninfo

Actividad resuelta 1.4

¿Cuál es el número octal del número binario 1010111_2?

Solución:

Se agrupan los bits de tres en tres comenzando por el bit menos significativo. Como en nuestro ejemplo el número de bits no es múltiplo de tres, se añaden a la izquierda del bit más significativo lo ceros necesarios para completar un grupo de tres.

Binario	Octal
001	1
010	2
111	7

$001\ 010\ 111_2 \rightarrow 127_8$

Sistema hexadecimal

El código hexadecimal posee una base 16 y consta de 10 dígitos numéricos y 5 alfabéticos. En la Tabla 1.5 se muestran las equivalencias entre los diferentes códigos de numeración.

Tabla 1.5. Correspondencias entre números hexadecimales y cadenas de 4 bits binarios

$Decimal_{(10)}$	$Hexadecimal_{(16)}$	$Binario_{(2)}$
0	0	0 0 0 0
1	1	0 0 0 1
2	2	0 0 1 0
3	3	0 0 1 1
4	4	0 1 0 0
5	5	0 1 0 1
6	6	0 1 1 0
7	7	0 1 1 1
8	8	1 0 0 0
9	9	1 0 0 1
10	A	1 0 1 0
11	B	1 0 1 1
12	C	1 1 0 0
13	D	1 1 0 1
14	E	1 1 1 0
15	F	1 1 1 1

Actividad resuelta 1.5

¿Cuál es el número binario del número hexadecimal $28D_{16}$?

Solución:

Consultando en la Tabla 1.5 de equivalencias:

Hexadecimal	Binario
2	0010
8	1000
D	1101

$28D_{16} \rightarrow 0010\ 1000\ 1101_2$

Actividad resuelta 1.6

¿Cuál es el número hexadecimal del número binario 10110100100_2?

Solución:

Se agrupan los bits de cuatro en cuatro comenzando por el bit menos significativo. Como en nuestro ejemplo el número de bits no es múltiplo de cuatro, se añaden a la izquierda del bit más significativo los ceros necesarios para completar un grupo de cuatro.

Binario	Hexadecimal
0101	5
1010	A
0100	4

$0101\ 1010\ 0100_2 \rightarrow 5A4_{16}$

Actividad propuesta 1.2

Convierte los siguientes números en código binario:

a) 4785_{10} b) 238_{10}

c) 345_8 d) 236_8

e) $45B_{16}$ f) $675D_{16}$

Convierte los siguientes números binarios en código decimal, octal y hexadecimal:

g) 1100010 h) 101010101010

La solución a esta Actividad propuesta la puedes encontrar dentro del MATERIAL WEB elaborado para este texto.

© Ediciones Paraninfo

1.3. Códigos

La información que han de procesar los sistemas digitales debe adaptarse lo mejor posible a la forma de trabajar de los mismos, por lo que en la práctica se recurre a formas diferentes de representar la información de todo tipo (codificar) utilizando combinaciones de unos y ceros. Seguidamente estudiaremos algunos de los códigos de más uso en la electrónica digital.

1.3.1. Código BCD natural

El código BCD natural consiste en representar cada uno de los dígitos decimales por su binario equivalente expresado con 4 bits, tal como se muestra en la Tabla 1.6.

Tabla 1.6. Equivalencias código BCD

$Decimal_{(10)}$	BCD natural
0	0 0 0 0
1	0 0 0 1
2	0 0 1 0
3	0 0 1 1
4	0 1 0 0
5	0 1 0 1
6	0 1 1 0
7	0 1 1 1
8	1 0 0 0
9	1 0 0 1

Actividad resuelta 1.7

a) Convierte el número 928_{10} en BCD.

b) Convierte el número 100001110011_{BCD} en decimal.

Solución:

a) $928_{10} = 1001\ 0010\ 1000_{BCD}$

b) $1000\ 0111\ 0011_{BCD} = 873_{10}$

1.3.2. Código ASCII

El código ASCII (*American Standard Code for Information Interchange*) es un código alfanumérico que utiliza 7 bits para codificar números, letras, símbolos especiales e instrucciones de control para periféricos. Es el código más utilizado en los teclados de los ordenadores.

Así, por ejemplo, la palabra «Hola» se presenta en código ASCII de la siguiente forma:

H	**o**	**l**	**a**
1001000	1101111	1101100	1100001

Actividad propuesta 1.3

Encuentra el significado de la siguiente expresión codificada en ASCII:

1000010 1001001 1000101 1001110

La solución a esta Actividad propuesta la puedes encontrar dentro del MATERIAL WEB elaborado para este texto.

Otros códigos utilizados en los sistemas digitales son también:

- ASCII extendido de 8 bits.
- Gray.
- BCD Aiken 241.
- BCD Aiken 541.
- Johnson.
- Hamming.

Actividad propuesta 1.4

Busca en internet información relativa a otros códigos utilizados en la electrónica digital.

1.4. Niveles lógicos de las señales digitales

La electrónica digital trabaja con circuitos que solo contemplan dos estados posibles, verdadero o falso, sí o no, que se representan por la cifras binarias «1» y «0». La forma de convertir esta información en impulsos eléctricos es asignar a cada uno de estos dos estados, o niveles lógicos, una cierta tensión eléctrica. A este respecto, se pueden aplicar dos tipos de lógica:

- **Lógica positiva:** el «1» equivale a una tensión de nivel alto (**H**igh) y el «0» a una tensión de nivel bajo (**L**ow) (Figura 1.11).
- **Lógica negativa:** el «1» equivale a una tensión de nivel bajo (**L**ow) y el «0» a una tensión de nivel alto (**H**igh) (Figura 1.12).

© Ediciones Paraninfo

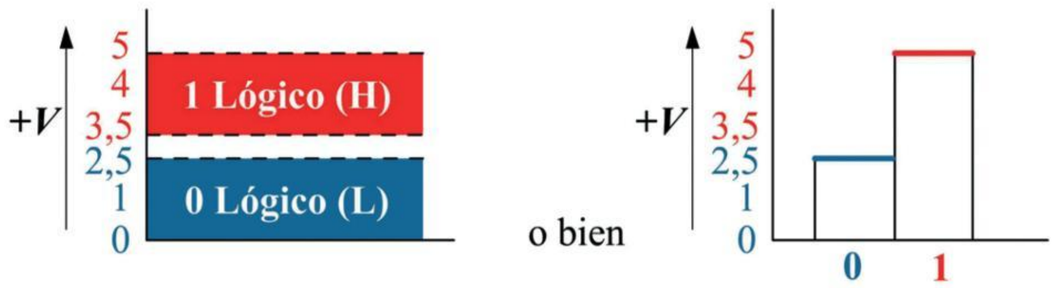


Figura 1.11. Lógica positiva.

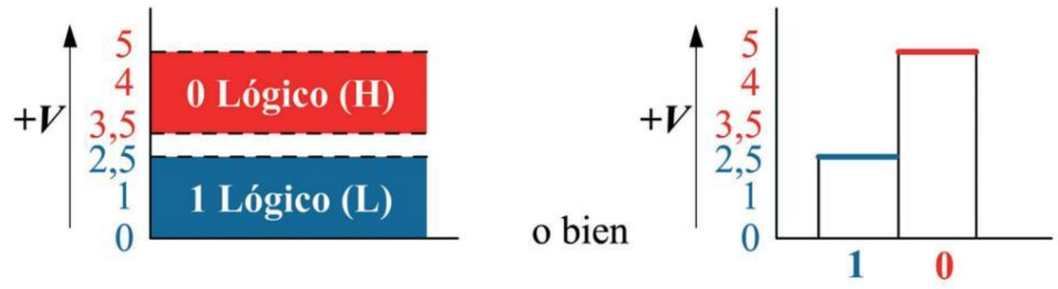


Figura 1.12. Lógica negativa.

La forma más sencilla de representar los dos niveles lógicos es como la que se muestra en la Figura 1.13.

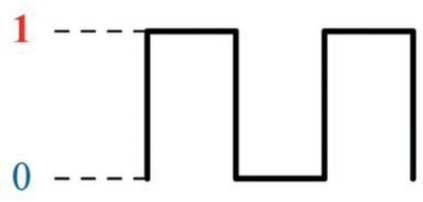


Figura 1.13. Niveles lógicos de una señal digital.

La lógica que utilizaremos en los circuitos de este texto será habitualmente la positiva, aunque en la práctica se utilizará la lógica que mejor se adapte al diseño.

1.5. Puertas lógicas

El origen de los circuitos lógicos comienza con la necesidad de construir automatismos y es anterior al desarrollo de la electrónica digital integrada. Una de las primeras aplicaciones fue la sustitución de los relés electromagnéticos, que ocupaban un gran volumen y requerían de operaciones de mantenimiento constantes, por puertas lógicas integradas en un solo «chip», en las centrales telefónicas.

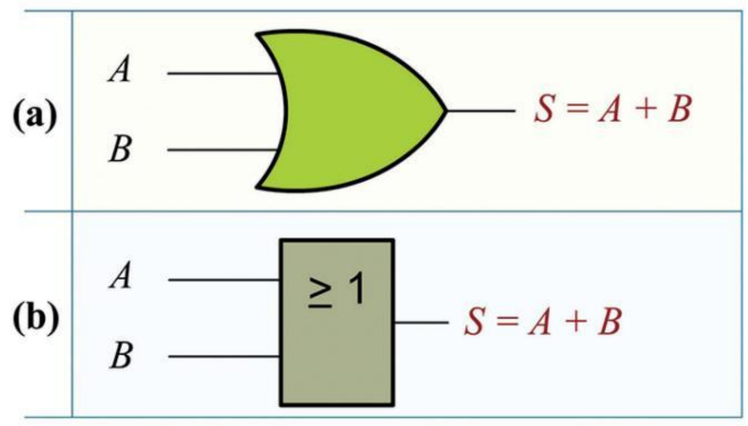
Los componentes básicos que se utilizan en la electrónica digital para realizar las diferentes funciones elementales reciben el nombre de puertas lógicas. Las puertas lógicas se consiguen gracias a los circuitos integrados, y constan de diferentes entradas y de una salida. A las entradas de las mismas se les aplica uno de los dos niveles lógicos: «1» o «0», y en función del tipo de puerta utilizada, obtendremos a la salida uno de dichos niveles lógicos.

En este apartado estudiaremos los **circuitos combinacionales,** donde las salidas dependen directamente del valor de las entradas, y no pueden por tanto almacenar ningún tipo de información, solo realizan transformaciones en las entradas. Más adelante estudiaremos los **circuitos secuenciales,** que son capaces de «recordar» números que han recibido anteriormente.

1.5.1. Puerta O (OR)

Es una puerta lógica de varias entradas. Para el caso de dos entradas, la salida obtenida es de nivel alto si cualquiera de sus entradas o ambas están a nivel alto, y su salida será de nivel bajo si ambas entradas están a nivel bajo. En la figura se muestra su símbolo. Para representar las combinaciones de las entradas posibles y el nivel obtenido a la salida se utiliza la **tabla de la verdad,** tal como se muestra en la Figura 1.14.

Para una puerta lógica con dos entradas, las combinaciones que se pueden conseguir en la tabla de la verdad son: $2^2 = 4$.



A	B	S
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Figura 1.14. Puerta lógica OR y su tabla de la verdad. (a) Símbolo tradicional. (b) Símbolo ANSI.

Esta puerta lógica realiza la función «O», conocida también con el nombre de suma:

$$S = A + B$$

Desde el punto de vista de la lógica, esta función se puede interpretar así:

- La salida S será verdadera cuando cualquiera de las entradas A o B lo sea.

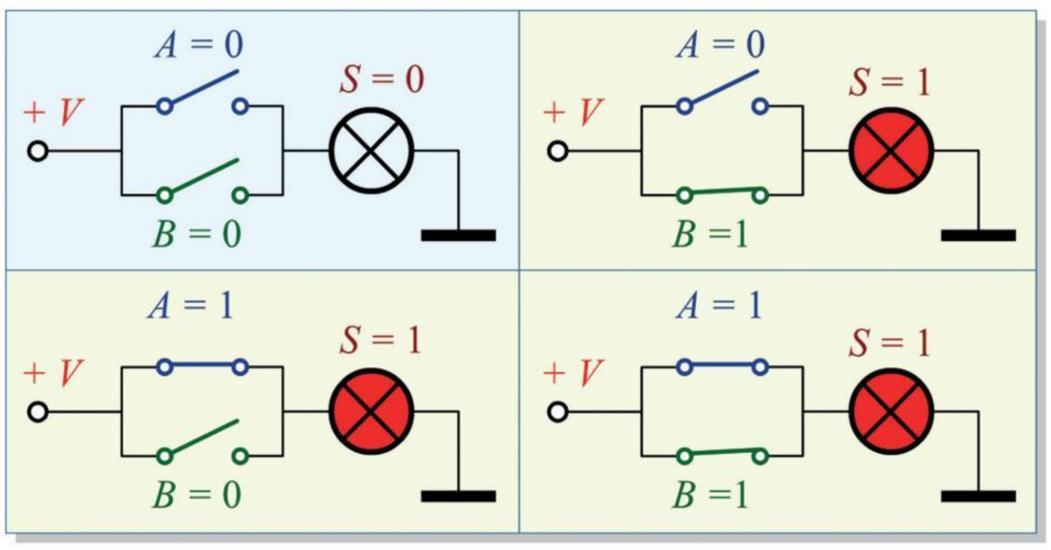


Figura 1.15. Simulación de una puerta OR mediante interruptores.

Para entender mejor estos conceptos, podemos realizar una simulación de esta puerta lógica utilizando interruptores, tal como se muestra en la Figura 1.15, de tal forma que:

- Un interruptor abierto se corresponde como un nivel de entrada bajo = 0.

© Ediciones Paraninfo

- Un interruptor cerrado equivale a un nivel de entrada alto = 1.

La lámpara se enciende ($S = 1$) si se cierra cualquiera de los dos interruptores, o ambos.

Actividad propuesta 1.5

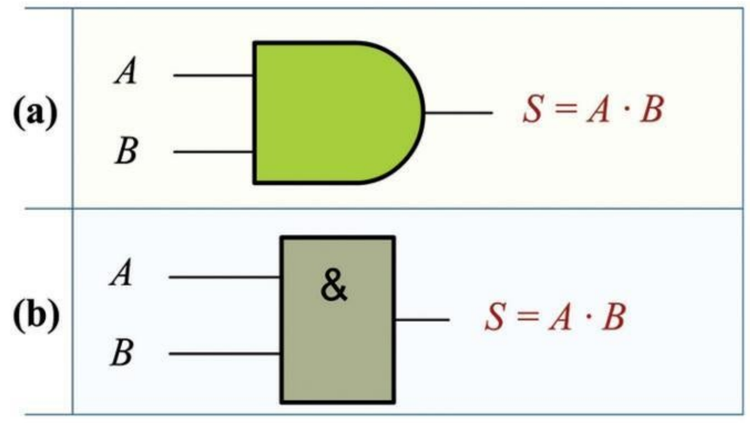
Dibuja el símbolo de una puerta OR con tres entradas y escribe su tabla de la verdad.

1.5.2. Puerta Y (AND)

Esta puerta lógica realiza la función Y, conocida también con el nombre de producto:

$$S = A \cdot B$$

Para el caso de dos entradas, la salida obtenida es de nivel alto solo si ambas entradas están a nivel alto. En la Figura 1.16 se muestra su símbolo y su tabla de la verdad.



A	B	S
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Figura 1.16. Puerta lógica AND y su tabla de la verdad. (a) Símbolo tradicional. (b) Símbolo ANSI.

En la Figura 1.17 se muestra una simulación de esta puerta lógica utilizando interruptores.

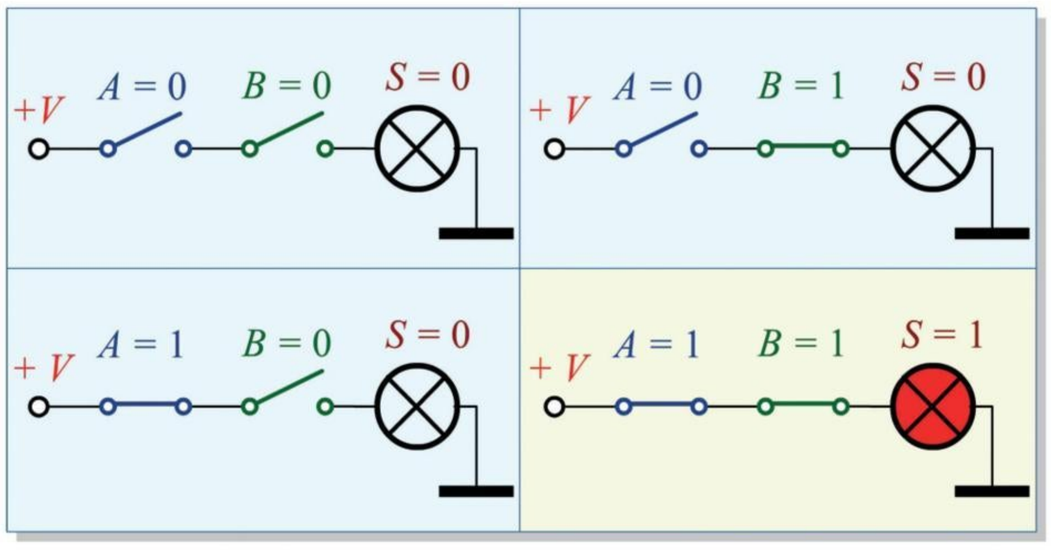


Figura 1.17. Simulación de una puerta AND mediante interruptores.

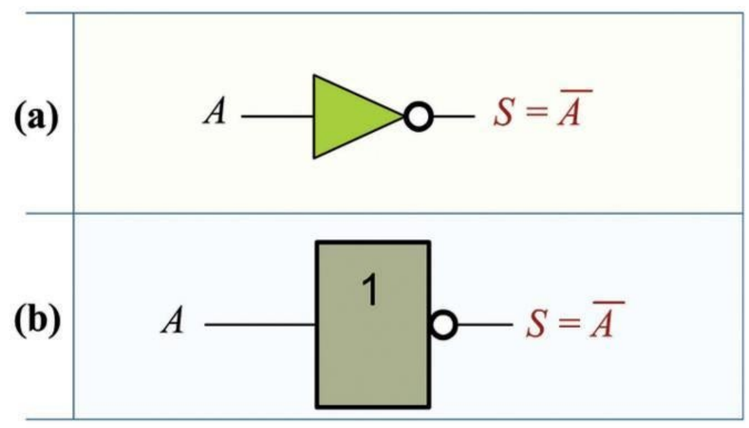
La lámpara solo se enciende ($S = 1$) si se cierran ambos interruptores a la vez.

Actividad propuesta 1.6

Dibuja el símbolo de una puerta AND con cuatro entradas y escribe su tabla de la verdad.

1.5.3. Puerta inversora NOT

Es una puerta lógica de una sola entrada. La salida obtenida es siempre el inverso al nivel lógico de la entrada, es decir convertir unos a ceros y ceros a unos. En la Figura 1.18 se muestra su símbolo y su tabla de la verdad.



A	S
0	1
1	0

Figura 1.18. Puerta lógica NOT y su tabla de la verdad. (a) Símbolo tradicional. (b) Símbolo ANSI.

La función que realiza la puerta NOT es:

$$S = \overline{A}$$

1.5.4. Puerta NO O (NOR)

La puerta NOR, desde un punto de vista funcional, está formada por una puerta OR y una puerta NOT, tal como se muestra en la Figura 1.19.

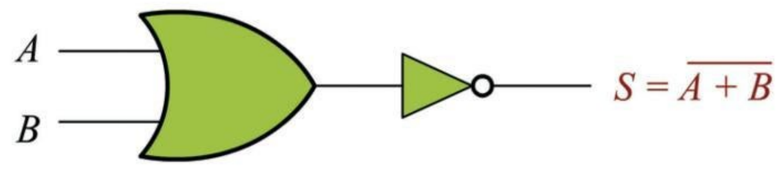


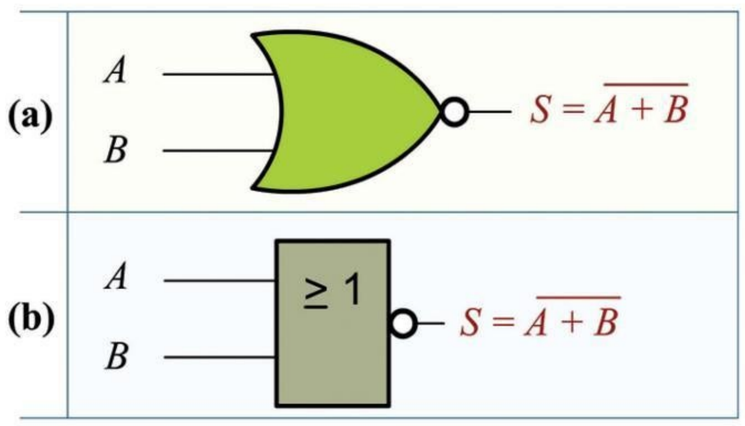
Figura 1.19. Puerta NOR mediante combinación de puerta OR y puerta NOT.

Su funcionamiento es el **inverso** de la puerta OR. Para el caso de dos entradas, la salida obtenida es de nivel alto solo si ambas entradas están a nivel bajo. En la Figura 1.20 se muestra su símbolo y su tabla de la verdad.

La función que realiza la puerta NOR es:

$$S = \overline{A + B}$$

© Ediciones Paraninfo



A	B	S
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Figura 1.20. Puerta lógica NOR y su tabla de la verdad. (a) Símbolo tradicional. (b) Símbolo ANSI.

1.5.5. Puerta NO Y (NAND)

La puerta NAND funcionalmente está formada por una puerta AND y una puerta NOT, tal como se muestra en la Figura 1.21.

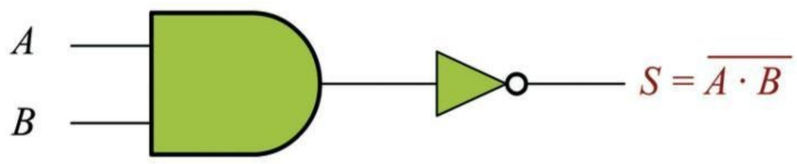
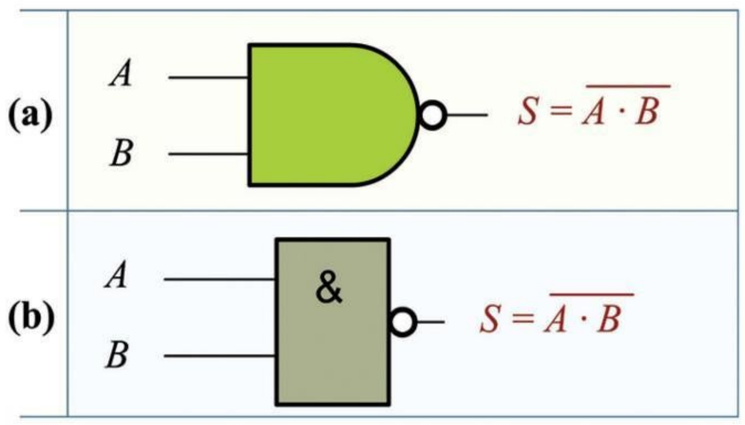


Figura 1.21. Puerta NAND mediante combinación de puerta AND y puerta NOT.

Su funcionamiento es el **inverso** de la puerta AND. Para el caso de dos entradas, la salida obtenida es de nivel alto solo si alguna de las entrada está a nivel alto o ambas a la vez. En la Figura 1.22 se muestra su símbolo y su tabla de la verdad.

La función que realiza la puerta NAND es:

$$S = \overline{A \cdot B}$$



A	B	S
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

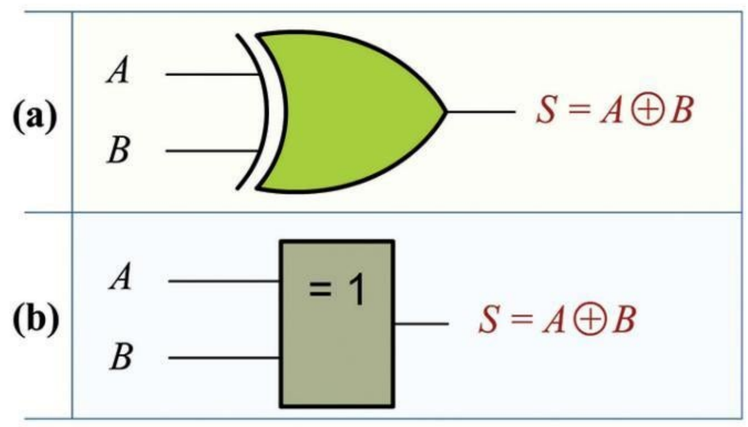
Figura 1.22. Puerta lógica NAND y su tabla de la verdad. (a) Símbolo tradicional. (b) Símbolo ANSI.

1.5.6. Puerta O exclusiva (XOR)

La salida obtenida en una puerta XOR es de nivel alto solo cuando lo sea **exclusivamente** alguna de sus entradas. En la Figura 1.23 se muestra su símbolo y su tabla de la verdad.

La función que realiza la puerta XOR es:

$$S = A \oplus B$$



A	B	S
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Figura 1.23. Puerta lógica XOR y su tabla de la verdad. (a) Símbolo tradicional. (b) Símbolo ANSI.

1.5.7. Puerta NO XOR (XNOR)

La puerta XNOR funcionalmente está formada por una puerta XOR y una puerta NOT, tal como se muestra en la Figura 1.24.

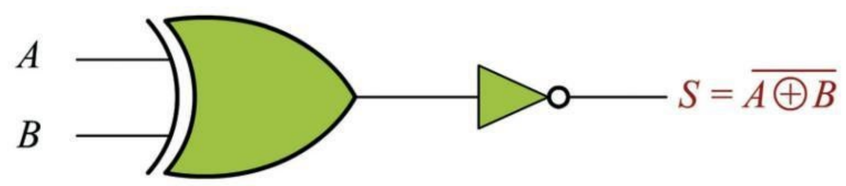
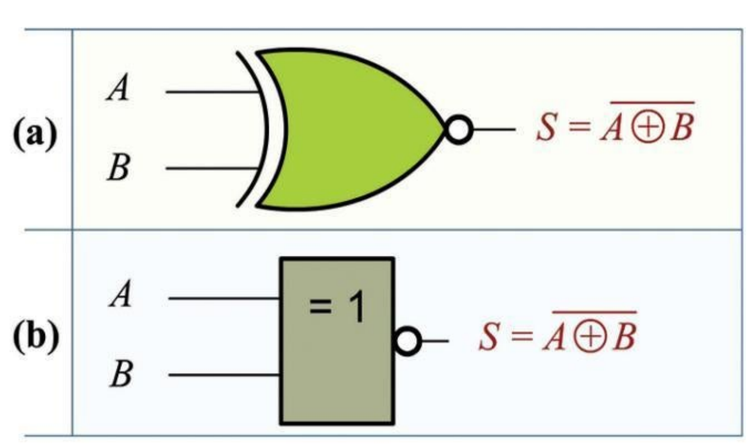


Figura 1.24. Puerta XNOR mediante combinación de puerta XOR y puerta NOT.

Su funcionamiento es el **inverso** de la puerta XOR. La salida obtenida es de nivel alto si ambas entradas son iguales. En la Figura 1.25 se muestra su símbolo y su tabla de la verdad.

La función que realiza la puerta XOR es:

$$S = \overline{A \oplus B}$$



A	B	S
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Figura 1.25. Puerta lógica XNOR y su tabla de la verdad. (a) Símbolo tradicional. (b) Símbolo ANSI.

1.5.8. Simbología utilizada en electrónica digital

Como habrás podido comprobar, existen dos formas de representar una puerta lógica, la tradicional y la ANSI. Los símbolos tradicionales estándar se han estado utilizando durante muchos años y todavía hoy en día es la forma más habitual de representar un circuito lógico. En 1984 se creó una nueva norma, el estándar 91-1984 IEEE/

© Ediciones Paraninfo

ANSI, que utiliza símbolos rectangulares para representar cualquier función lógica. Esta nueva simbología va siendo cada vez más aceptada por la industria digital y se pueden encontrar diferentes fabricantes de CI que ya la utilizan, por lo que conviene familiarizarse con esta nueva forma de representación.

En la Figura 1.26 se muestra un resumen de las puertas lógicas utilizadas en sistemas combinacionales con sus diferentes símbolos.

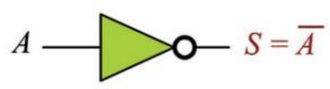
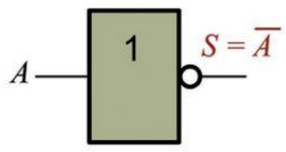
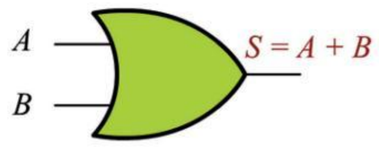
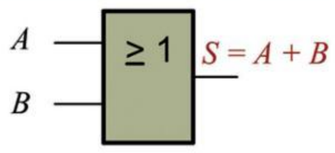
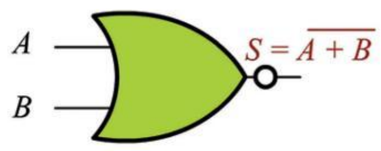
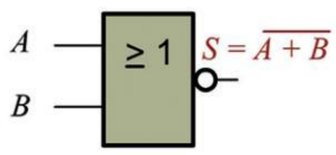
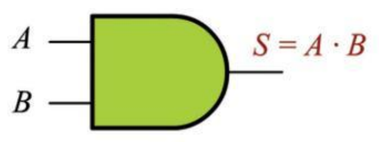
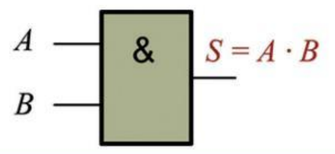
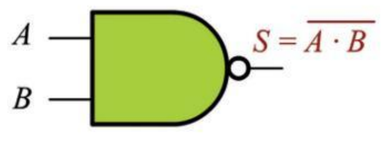
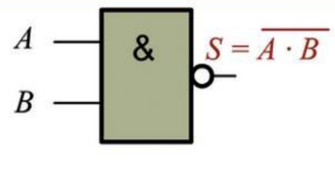
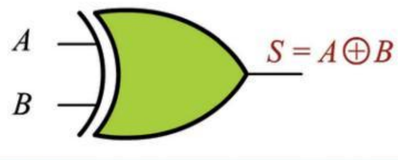
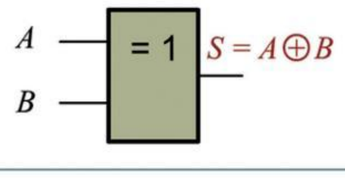
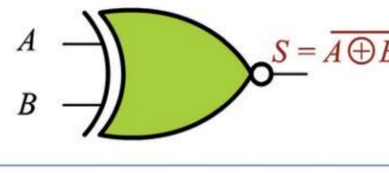
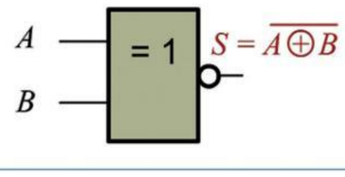
Puerta	Símbolo tradicional	Símbolo ANSI
NOT		
OR		
NOR		
AND		
NAND		
XOR		
XNOR		

Figura 1.26. Simbología de puertas lógicas.

1.6. Diseño de circuitos combinacionales con puertas lógicas

Con la combinación de diferentes puertas lógicas se puede conseguir dar respuesta a una determinada aplicación práctica. Para ello, lo primero es definir el número de entradas y establecer las asociaciones de las señales de entrada con la salida. Esto se lleva a cabo con la ayuda de la tabla de la verdad, de la que se obtiene la función que se corresponde con la salida. Una vez obtenida dicha función, ya se puede realizar el circuito o *diagrama lógico* formado por la interconexión de las puertas lógicas necesarias.

Actividad resuelta 1.8

En una nave industrial se dispone de tres motores de las siguientes potencias: 10 kW, 20 kW y 30 kW, para lo que se dispone de dos generadores de 30 kW cada uno. Se desea diseñar un sistema automático que ponga en funcionamiento el segundo generador cuando la potencia de los motores supere los 30 kW suministrados por el primer generador.

Solución:

En la Figura 1.27 se muestra un diagrama esquemático de la posible solución. A cada uno de los motores se les ha instalado unos sensores (A, B y C) que se cerrarán, dando lugar a un «1» lógico, cuando entren en funcionamiento los respectivos motores. El circuito digital dará una salida de nivel alto «1» y activará el generador número 2, cuando la combinación de los sensores A, B, C, correspondiente a las entradas, cumpla la condición dada (la suma de la potencia de los motores conectados supere los 30 kW).

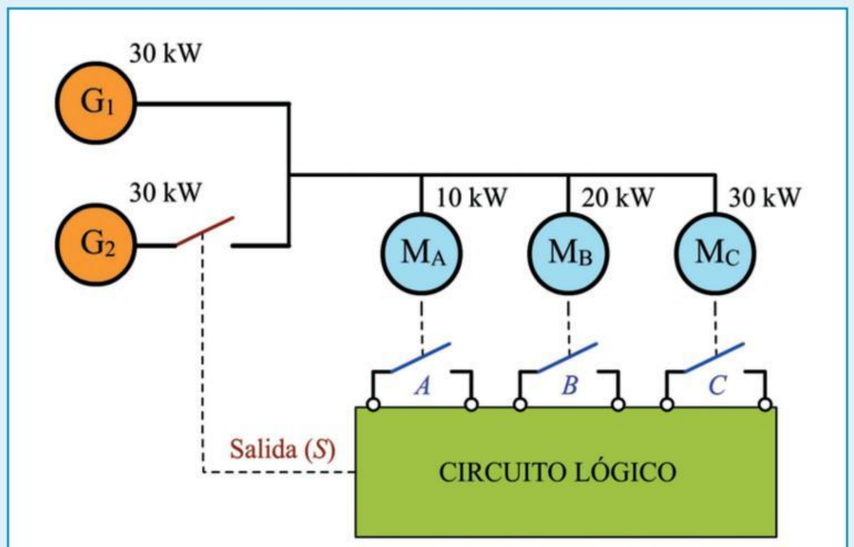


Figura 1.27. Diagrama esquemático de automatización.

Con esta información ya estamos en disposición de realizar la tabla de la verdad que cumpla con las condiciones dadas en el diseño (Figura 1.28). Como las entradas son 3, el número de combinaciones posibles será: $2^3 = 8$.

A B C	S	
0 0 0	0	
0 0 1	0	
0 1 0	0	
0 1 1	1	$\overline{A}\,B\,C$
1 0 0	0	
1 0 1	1	$A\,\overline{B}\,C$
1 1 0	0	
1 1 1	1	$A\,B\,C$

Figura 1.28. Tabla de la verdad.

Si ahora tomamos solamente los valores de la salida que han dado como resultado un «1» lógico, podremos escribir la función que deberá realizar nuestro circuito lógico combinacional.

$$S = \overline{A} \cdot B \cdot C + A \cdot \overline{B} \cdot C + A \cdot B \cdot C$$

© Ediciones Paraninfo

Ahora ya podemos construir nuestro circuito mediante las puertas lógicas que ya conocemos, de tal forma que se cumplan las condiciones de la función anterior. En la Figura 1.29 se muestra la solución a nuestro sistema de automatización.

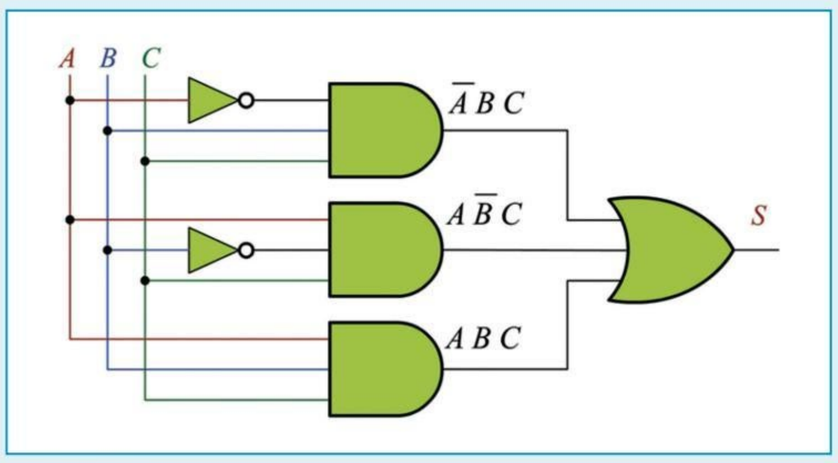


Figura 1.29. Diagrama lógico para la automatización del generador.

En la Figura 1.30 se ha representado el mismo circuito mediante simbología ANSI.

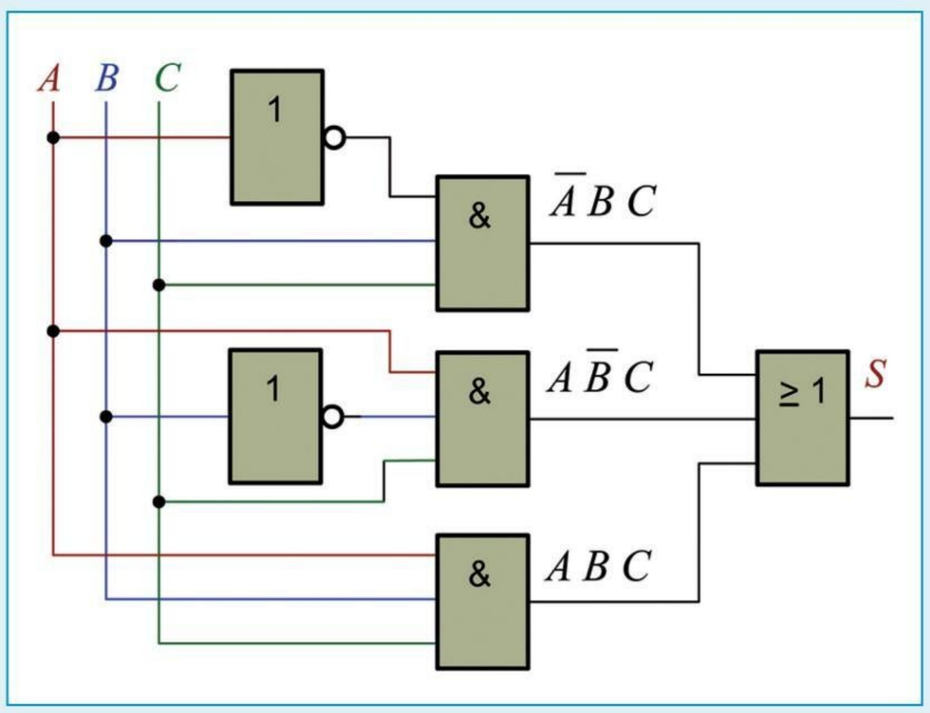


Figura 1.30. Diagrama lógico para la automatización del generador con símbolos ANSI.

Actividad resuelta 1.9

Obtén la función y la tabla de la verdad del diagrama lógico de la Figura 1.31.

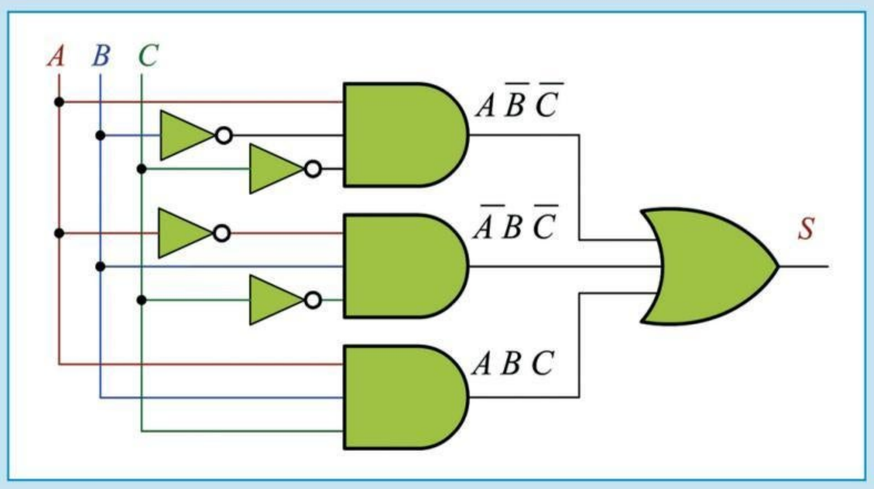


Figura 1.31. Diagrama lógico.

Solución:

Al observar la función que realiza cada puerta lógica individual obtenemos la función que se corresponde con la salida:

$$S = A \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} + \overline{A} \cdot B \cdot \overline{C} + A \cdot B \cdot C$$

Para realizar la tabla de la verdad de forma más sencilla, situaremos los términos parciales de la función con las salidas obtenidas en las diferentes puertas lógicas, tal como se muestra en la Figura 1.32.

$A\,B\,C$	$A\,\overline{B}\,\overline{C}$	$\overline{A}\,B\,\overline{C}$	ABC	S
0 0 0	0	0	0	0
0 0 1	0	0	0	0
0 1 0	0	1	0	1
0 1 1	0	0	0	0
1 0 0	1	0	0	1
1 0 1	0	0	0	0
1 1 0	0	0	0	0
1 1 1	0	0	1	1

Figura 1.32. Tabla de la verdad.

Como ya estudiaremos en la Unidad 2, con el conocimiento del álgebra de Boole y de sistemas de simplificación, se puede conseguir realizar circuitos lógicos con el menor número de puertas posibles, e incluso realizarlos con un solo tipo de puerta lógica.

Actividad propuesta 1.7

Dibuja el diagrama lógico de la Actividad resuelta 1.9 anterior (Figura 1.31) utilizando la simbología ANSI.

1.7. Construcción de puertas lógicas con circuitos integrados

Para la fabricación de las puertas lógicas se utilizan los **circuitos integrados** (CI). Estos están formados por un conjunto de componentes electrónicos (resistencias, diodos, transistores) integrados en una sola pieza de material semiconductor a base de silicio e insertada en el interior de un encapsulado.

Los circuitos integrados han ido evolucionando con el tiempo, consiguiéndose integrar cada vez un mayor número de puertas lógicas en un solo componente o **CI.** En la Tabla 1.7 se muestra una clasificación de los circuitos integrados en función de su escala de integración.

Los circuitos integrados se fabrican con diferentes encapsulados dependiendo de la forma de conexión al circuito

© Ediciones Paraninfo

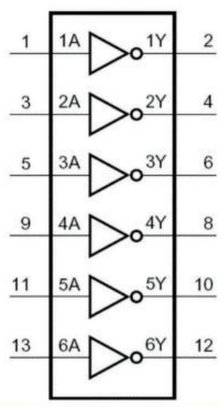
de sus terminales o patillas. En la Figura 1.34 se muestra el aspecto físico de diferentes encapsulados.

Tabla 1.7. Escala de integración de los circuitos integrados

Escala de integración	N.º de puertas
SSI - Integración a pequeña escala	Menos de 12
MSI - Integración a media escala	12 a 99
LSI - Integración a gran escala	100 a 9.999
VLSI - Integración a escala muy grande	10.000 a 99.999
ULSI - Integración a escala ultragrande	100.000 a 999.999
GSI - Integración a gigaescala	1.000.000 o más

SSI

Las entradas y salidas están directamente conectadas a los pins, como por ejemplo el CI 7404 que contiene 6 puertas NOT.



MSI

Hasta 100 puertas. Realizan una tarea específica simple, como por ejemplo un codificador de BCD a decimal.

GSI

Puede llegar a contener millones de puertas, como por ejemplo la CPU de un ordenador.

Figura 1.33. Ejemplos de aplicaciones según la escala de integración.

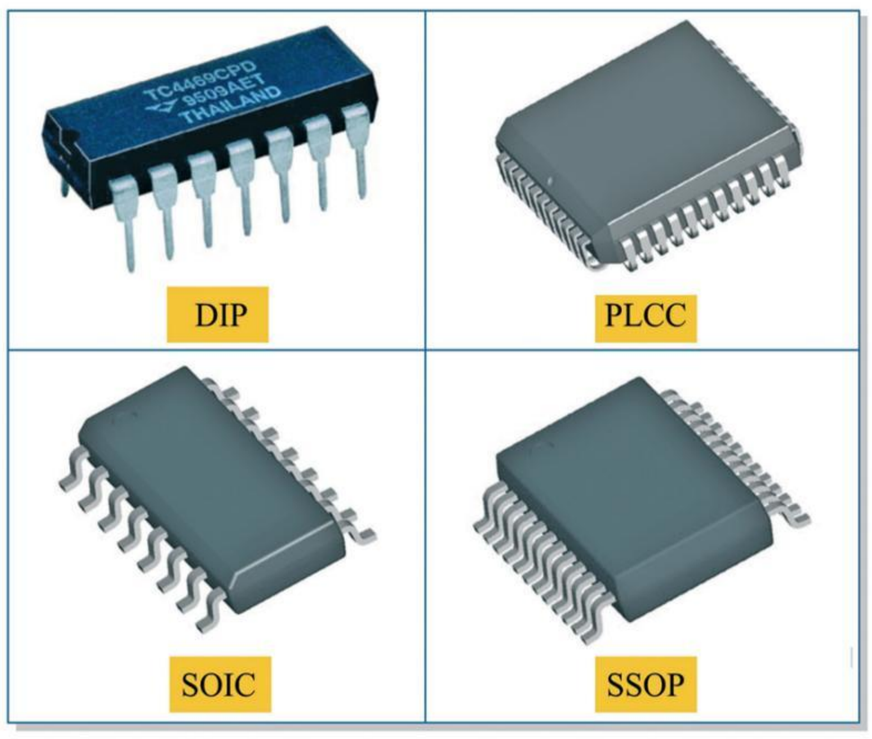


Figura 1.34. Encapsulados de los CI.

El encapsulado **DIP** consta de dos hileras paralelas de patillas que se conectan al circuito de forma sencilla a través de un zócalo de conexión. Los CI con encapsulado DIP son muy fáciles de manejar para la construcción de prototipos en placas de montaje rápido, como las *protoboard* que vamos a utilizar en las Actividades prácticas.

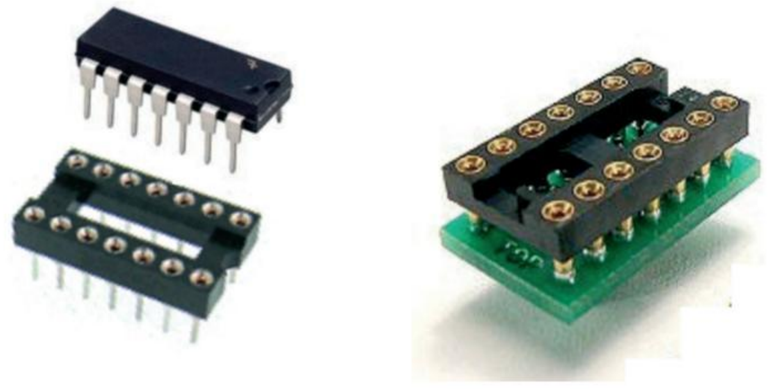


Figura 1.35. Zócalos de conexión para encapsulados DIP.

Cada uno de los terminales del CI va numerado. El número 1 se sitúa en un pequeño agujero que se incluye en un extremo. En la Figura 1.36 se muestra, como ejemplo, la disposición de patillas de un CI de 14 patillas.

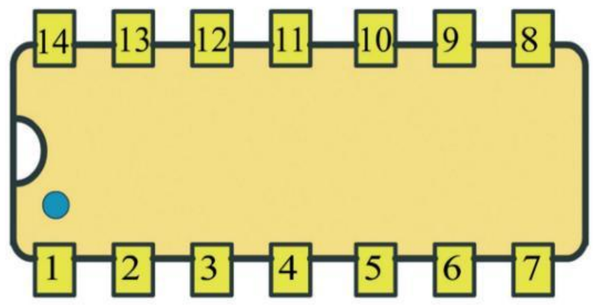


Figura 1.36. Numeración de patillas.

El encapsulado SSOP es el más pequeño de todos y se utiliza para montaje y soldadura directa sobre la placa del circuito impreso. Habitualmente se montan y sueldan de forma automatizada mediante robots de posicionamiento del chip en la placa y soldadura por horno de refusión. Los encapsulados SOIC y PLCC se suelen montar por soldadura directamente a la placa o utilizar zócalos especiales para su montaje.

1.8. Familias lógicas

Para la fabricación de los circuitos integrados digitales se pueden aplicar diferentes tecnologías, conocidas por el nombre de familias lógicas. El avance en la investigación de circuitos electrónicos digitales ha tenido como objetivo el encontrar dispositivos que ofrezcan mayores prestaciones, como pueden ser: un menor consumo, mayor velocidad de conmutación, mayor capacidad de integración, etc., que ha hecho evolucionar de forma progresiva las tecnologías de fabricación. Cada una de las familias lógicas posee unas determinadas características. La función del diseñador de circuitos digitales será utilizar aquellas que presenten mayores ventajas y se adapten mejor al diseño, buscando siempre una reducción del consumo de potencia eléctrica y un aumento de la velocidad de conmutación.

© Ediciones Paraninfo

Una **familia lógica** es el conjunto de todos los componentes lógicos fabricados con la misma tecnología.

En la Tabla 1.8 se muestran algunas de las familias lógicas históricamente más importantes.

Tabla 1.8. Familias lógicas

RTL	*Resistor-Transistor Logic*
DTL	*Diode-Transistor Logic*
ECL	*Emitter-Coupled Logic*
TTL	*Transistor-Transistor Logic*
CMOS	*Complementary Metal-Oxide Semiconductor*
BiCMOS	*Bipolar Complementary Metal-Oxide Semiconductor*

El rápido avance de las nuevas tecnologías provoca que ciertas familias lógicas queden obsoletas en muy pocos años. De esta forma, aparecen subfamilias dentro de una determinada familia que mejoran las características de las versiones anteriores.

Las familias RTL y DTL fueron las que aparecieron primero, pero después aparecieron las familias TTL y ECL. La familia TTL ha sido utilizada durante muchos años, por lo que se consiguen componentes fácilmente en el mercado. La familia ECL supuso un gran avance en sistemas que requerían operar a gran velocidad, pero ha sido superada y sustituida por la familia CMOS. Esta última familia consigue una gran densidad de integración y bajo consumo de energía, lo que le ha convertido en la familia predominante en el mercado. La familia BiCMOS, que es una combinación de CMOS y TTL se utiliza en forma selectiva para casos en que la familia CMOS no puede manejar adecuadamente la corriente necesaria o la velocidad.

Las dos familias lógicas más utilizadas en la actualidad son la TTL basada en los transistores bipolares, y MOSFET basada en los transistores unipolares de efecto de campo.

Uno de los criterios más importantes en la construcción de puertas lógicas es la uniformidad, por lo que la base de una familia lógica es que las diferencias que puedan existir entre las diferentes puertas lógicas sean las mínimas.

1.8.1. Características de una familia lógica

Antes de pasar al estudio de las características específicas de las familias más importantes, como la TTL y la CMOS, vamos a definir los principales parámetros y características de un circuito lógico integrado. Estos parámetros los podremos encontrar en las hojas de características que nos facilitan los fabricantes y que, en la actualidad, se encuentran con facilidad en internet.

Tensión de alimentación (V_{CC})

Para que los circuitos lógicos integrados en un CI puedan funcionar, es necesario conectarlos a una fuente de alimentación de corriente continua, que garantice que la tensión suministrada (V_{CC}) al CI permanezca lo más constante posible aunque varíe la intensidad de corriente suministrada por la misma. El positivo de dicha fuente se suele conectar a la patilla del CI que aparece señalada como V_{CC} y el negativo a otra denominada GND, tal como se muestra en el ejemplo de la Figura 1.37.

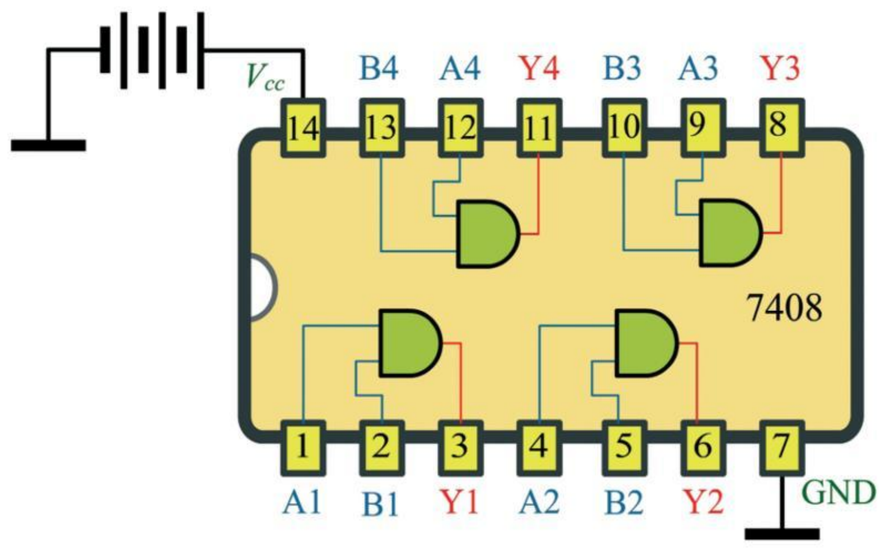


Figura 1.37. Conexión de la fuente de alimentación a un CI de la serie 7408.

Así, por ejemplo, para la familia lógica TTL la tensión de alimentación es de +5 V, aunque se admite un rango de tolerancia que varía entre 4,75 V y 5,25 V. Para alimentación de los circuitos CMOS se admite un rango de tensión mucho más amplio, que varía entre los 3 V y los 18 V.

Niveles de tensión de entrada y salida

Los niveles de tensión de entrada nos indican la tensión que deberemos aplicar a la entrada de una puerta lógica para que esta lo acepte como un estado lógico «1» o «0». Esta tensión puede variar dentro de un pequeño margen. En las hojas de características se indican los valores límites que se corresponden a los niveles lógicos, como son:

$V_{IL(\text{máx})}$ = máxima tensión de entrada (I) admisible para que la puerta interprete un «0» lógico o un nivel bajo (L).

$V_{IH(\text{mín})}$ = mínima tensión de entrada (I) admisible para que la puerta interprete un «1» lógico o un nivel alto (H).

En la Figura 1.38(a) se muestra, como ejemplo, los niveles de tensión de entrada de la serie TTL estándar para conseguir los niveles lógicos.

© Ediciones Paraninfo

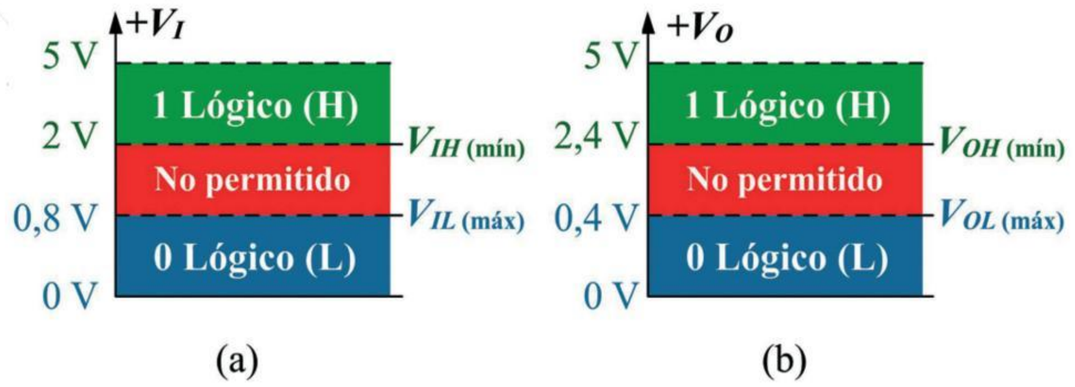


Figura 1.38. (a) Niveles de tensión de entrada de la serie TTL estándar. (b) Niveles de tensión de salida.

Dado que las puertas lógicas se interconectan entre sí, es importante conocer la tensión que suministra una puerta a su salida en los dos estados lógicos, para así asegurarnos de que puede activar a las siguientes puertas que se conecten a su salida. Los niveles de tensión de salida son:

$V_{OL(\text{máx})}$ = máxima tensión que aparece en la salida (O) para el estado lógico «0» o nivel bajo (L).

$V_{OH(\text{mín})}$ = mínima tensión que aparece en la salida (O) para el estado lógico «1» o nivel alto (H).

En la Figura 1.38(b) se muestra, como ejemplo, los niveles de tensión de salida de la serie TTL estándar y en la Figura 1.39 los niveles de tensión de entrada y salida para el circuito CMOS 74HC.

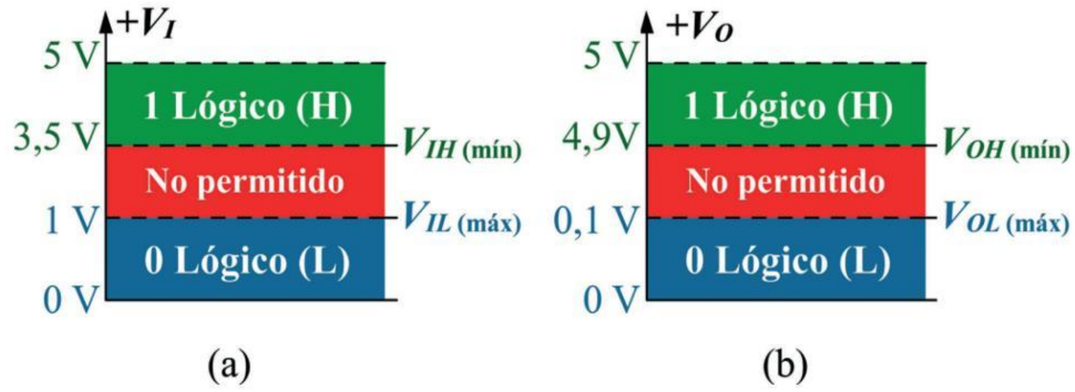


Figura 1.39. (a) Niveles de tensión de entrada de la serie CMOS 74HC. (b) Niveles de tensión de salida.

Inmunidad al ruido

El ruido se produce cuando aparecen variaciones indeseables en la tensión que manejan las puertas lógicas. Este ruido puede ser producido por fluctuaciones bruscas en la tensión de la red eléctrica, interferencias ocasionadas por campos electromagnéticos que se inducen en los conductores de alimentación, etcétera.

La inmunidad al ruido de un circuito lógico nos indica su capacidad para tolerar ruido (fluctuaciones de tensión no deseadas) sin que se vean afectados los valores lógicos de salida.

El margen de ruido en voltios (V_N) que tolera un circuito lógico se puede calcular de la siguiente forma:

- Margen de ruido para el nivel alto:

$$V_{NH} = V_{OH(\text{mín})} - V_{IH(\text{mín})}$$

- Margen de ruido para el nivel bajo:

$$V_{NL} = V_{IL(\text{máx})} - V_{OL(\text{máx})}$$

Actividad resuelta 1.10

Analiza los niveles de tensión de entrada y salida de la serie TTL estándar (Figura 1.38) y de la serie CMOS 74HC (Figura 1.39) y averigua su margen de ruido.

Solución:

Para la serie TTL estándar:

$$V_{NH} = V_{OH(\text{mín})} - V_{IH(\text{mín})} = 2{,}4\ \text{V} - 2\ \text{V} = 0{,}4\ \text{V}$$
$$V_{NL} = V_{IL(\text{máx})} - V_{OL(\text{máx})} = 0{,}8\ \text{V} - 0{,}4\ \text{V} = 0{,}4\ \text{V}$$

Para la serie CMOS 74HC:

$$V_{NH} = V_{OH(\text{mín})} - V_{IH(\text{mín})} = 4{,}9\ \text{V} - 3{,}5\ \text{V} = 1{,}4\ \text{V}$$
$$V_{NL} = V_{IL(\text{máx})} - V_{OL(\text{máx})} = 1\ \text{V} - 0{,}1\ \text{V} = 0{,}9\ \text{V}$$

De los resultados de estos cálculos se puede deducir que los circuitos de la familia CMOS poseen una mayor inmunidad al ruido que los de la familia TTL.

Disipación de potencia

Los circuitos lógicos consumen una cierta potencia cuando están en funcionamiento. Esta potencia hace que los circuitos se calienten por efecto Joule, lo que provoca una elevación de su temperatura, que podría dañar los dispositivos si no se diseñan adecuadamente. En las hojas de características de los fabricantes de circuitos lógicos normalmente se indica la disipación de potencia en mW por cada una de las puertas lógicas incluidas en el CI.

Así, por ejemplo, la familia TTL 74 posee una disipación de potencia por puerta de 10 mW, mientras que la familia CMOS 74HC posee una disipación de potencia mucho menor, del orden de 0,0025 mW.

Capacidad de carga (*fan-out*)

En el diseño de circuitos lógicos es muy habitual conectar varias entradas de otras puertas a la misma salida de una puerta lógica (Figura 1.40). Dado que la corriente que puede suministrar la salida de una puerta es limitada, si conectásemos más puertas de las indicadas por el fabricante, no se podría garantizar que la tensión de salida de la misma sea suficiente para activar las puertas conectadas.

El *fan-out* nos indica el número máximo de puertas que pueden conectarse a la salida de otra puerta de la misma familia lógica. Así, por ejemplo, la familia TTL 74 posee un

© Ediciones Paraninfo

fan-out de 10 puertas, mientras que la familia CMOS 74HC posee un *fan-out* mucho mayor, del orden de 100 puertas.

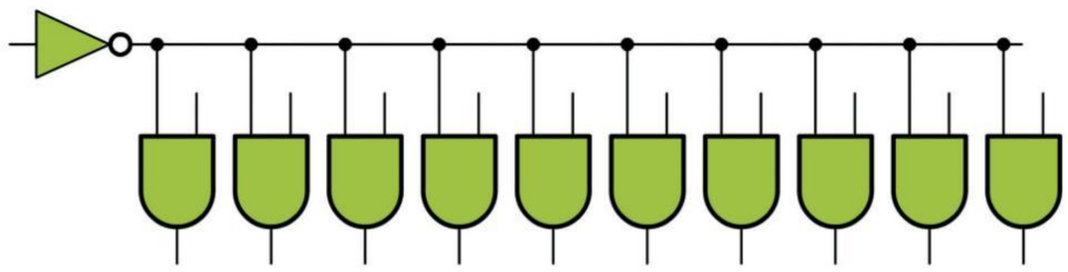


Figura 1.40. Ejemplo de un *fan-out* de 10 puertas para la salida de una puerta NOT de la familia TTL 74.

Retardo de propagación

Cuando aplicamos una señal de entrada a una puerta lógica y esta cambia su estado lógico en la salida transcurre un pequeño tiempo, que se conoce como retardo de propagación (Figura 1.41). Este retardo limita el funcionamiento de la puerta lógica cuando la señal de entrada cambia a gran velocidad, es decir, a frecuencias de impulso elevadas. El retardo de propagación se mide en nanosegundos (ns), o sea 10^{-9} segundos.

Así, por ejemplo, la familia TTL 74AS posee un retardo de propagación de 3 ns (Figura 1.41) y una frecuencia máxima de señal de 200 MHz (millones de impulsos por segundo), mientras que la familia CMOS 74HC posee un retardo de propagación de 8 ns y una frecuencia máxima de señal de 40 MHz.

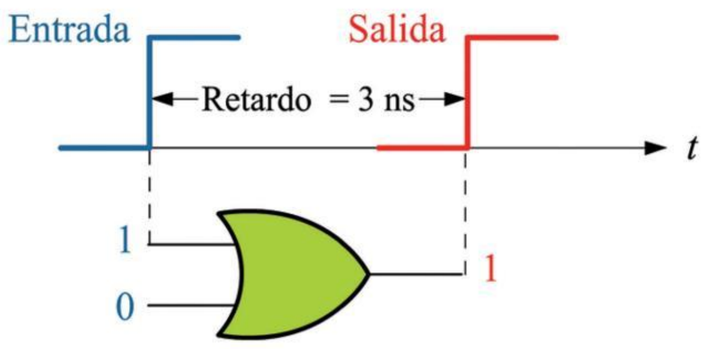


Figura 1.41. Ejemplo de retardo de propagación de una puerta lógica de la familia TTL 74AS.

1.8.2. Comparativa entre las familias lógicas

A la hora de seleccionar una determinada familia lógica para un determinado diseño, habrá que tener en cuenta las características que mejor se adapten al mismo, teniendo en cuenta que siempre será mejor:

- Una gran densidad de integración.
- Un mayor rango de la tensión de alimentación.
- Un mayor margen de ruido o inmunidad al ruido.
- Un menor consumo o disipación de potencia.
- Una mayor capacidad de carga o *fan-out*.
- Un menor tiempo de propagación.
- Compatibilidad con otras familias lógicas.
- Menor coste económico.

En la Tabla 1.9 se muestra, como ejemplo, una comparativa entre las características principales de dos familias lógicas.

Tabla 1.9. Comparativa entre las características principales entre dos familias lógicas comerciales

		TTL 74	CMOS 74HC
Tensión de alimentación	V_{CC} (V)	4,5-5,5	3-15
Margen de ruido	V_{NH} (V)	0,4	1,4
	V_{NL} (V)	0,4	0,9
Potencia consumida	P (mW)	10	0,0025
Capacidad de carga	Fan-out	10	100
Tiempo de propagación	t_p (ns)	9	8
Frecuencia máxima	f (MHz)	35	40
Niveles de tensión de entrada	$V_{IL(máx)}$	0,8	1
	$V_{IH(mín)}$	2	3,5
Niveles de tensión de salida	$V_{OL(máx)}$	0,4	0,1
	$V_{OH(mín)}$	2,4	4,9

1.8.3. Familia lógica TTL

La familia TTL (*Transistor-Transistor-Logic*), que proviene del término lógica de transistor a transistor, está constituida por resistencias, diodos y transistores bipolares. En la Figura 1.42 se muestra, como ejemplo, el circuito interno de una puerta NAND de dos entradas. Para poder entender este circuito, primero habrá que estudiar el funcionamiento del diodo y el transistor bipolar, y esto lo dejamos para la segunda parte de este texto, donde se estudia la electrónica analógica.

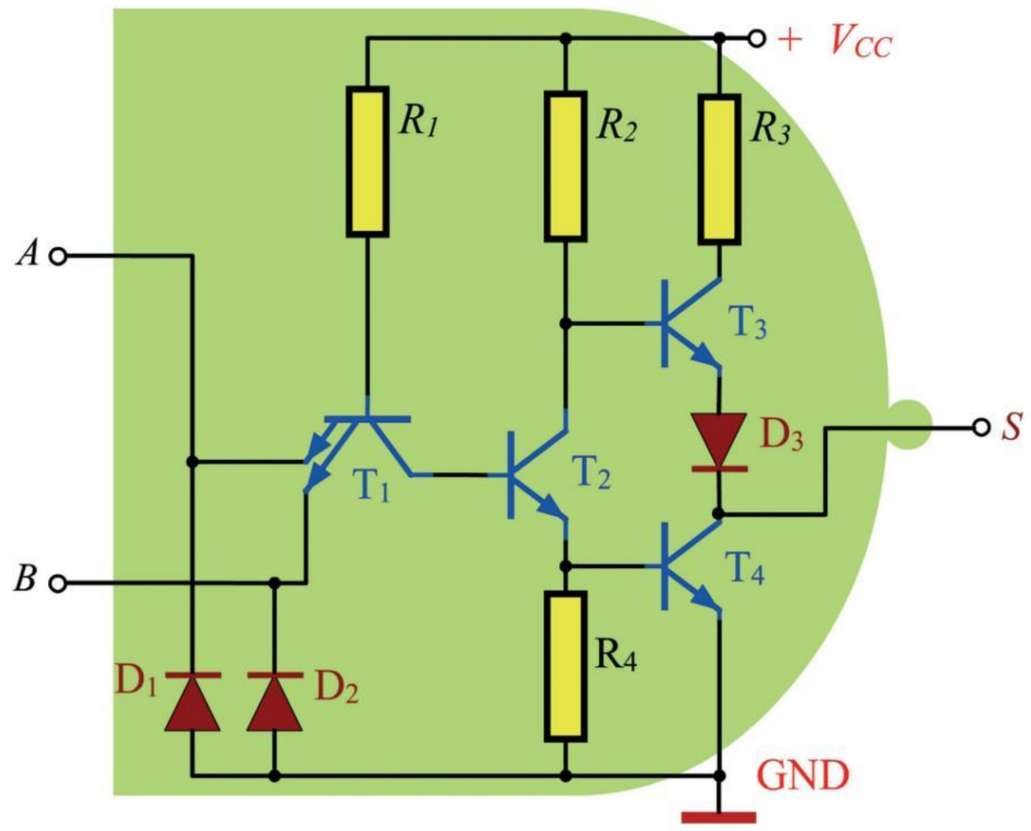


Figura 1.42. Puerta NAND de dos entradas con tecnología TTL estándar.

© Ediciones Paraninfo

De alguna forma, se puede decir que los circuitos electrónicos que componen un circuito digital son analógicos, pero que operan en solo dos estados, proporcionando niveles de tensión alto o bajo en función de los niveles de tensión de las entradas.

La familia TTL ha sido la predominante en el mercado durante más de 20 años. Su éxito se ha basado en su bajo coste y en la gran variedad de circuitos fabricados por la mayor parte de las casas comerciales. En la actualidad van siendo desplazados por otras tecnologías como la CMOS y la BiCMOS, limitándose su uso a la construcción de CI de pequeña y mediana escala (SSI y MSI).

Dentro de la familia lógica TTL se han ido desarrollando nuevas series con el fin de mejorar las prestaciones de las anteriores. La primera serie que aparece en el mercado es la TTL estándar o más comúnmente conocida como serie 74 (54 para aplicaciones militares).

En la Tabla 1.10 se muestra la denominación de las diferentes series por orden de aparición y algunas de sus características más relevantes. Todas ellas tienen en común una tensión de alimentación comprendida entre 4,5 y 5,5 V.

Tabla 1.10. Denominación de las series TTL por orden de aparición, así como la potencia consumida en mW, el tiempo de retardo en ns y la frecuencia máxima en MHz

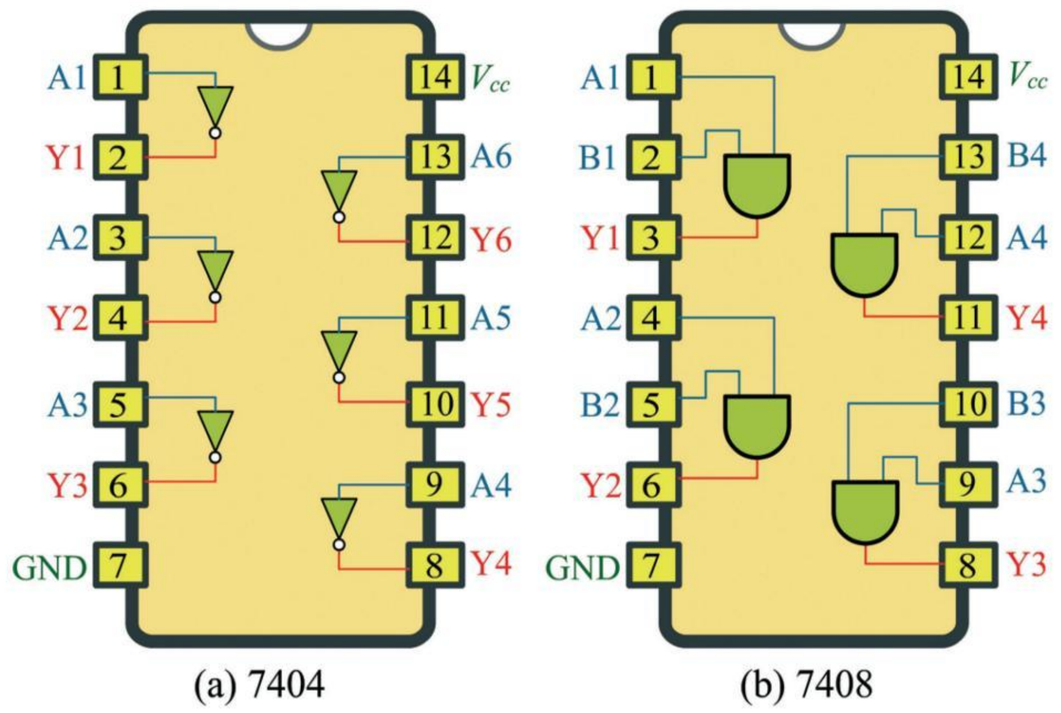
TTL	Características	mW	ns	MHz
74	Estándar	10	10	35
74S	Mejora del tiempo de propagación	20	3	125
74LS	Menor consumo	2	10	45
74ALS	Menor consumo y buen tiempo de propagación	1	4	70
74AS	Tiempo bajo de propagación	7	1,5	200
74F	Buen equilibrio entre potencia y tiempo	4	3	100

Para identificar las puertas lógicas que van incluidas en cada uno de los circuitos integrados y la cantidad de entradas que posee cada una, se le añaden un par de dígitos a la denominación de la serie. Así, por ejemplo, el circuito integrado 74**04**, se correspondería con un CI de tecnología TTL y con 6 puertas NOT. En la Tabla 1.11, se muestra el significado de estos dos dígitos. Esta denominación es común para la familia CMOS.

En la Figura 1.43 se muestra, como ejemplo, los diagramas de conexión de las puertas de dos CI de la familia TTL 74.

Tabla 1.11. Significado de los dos últimos dígitos en el número de serie de un CI digital

00	4 NAND de 2 entradas
02	4 NOR de 2 entradas
04	6 NOT
08	4 AND de 2 entradas
10	3 NAND de 2 entradas
11	3 AND de 2 entradas
20	2 NAND de 4 entradas
21	2 AND de 4 entradas
27	3 NOR de 3 entradas
30	1 AND de 8 entradas
32	4 OR de 2 entradas
86	4 XOR de 2 entradas
133	1 NAND de 13 entradas



(a) 7404 (b) 7408

Figura 1.43. Diagramas de conexión de dos CI de la familia TTL 74.

Actividad propuesta 1.8

Consulta las hojas de características de circuitos integrados 74F00, 74F02, 74F04, 74F08, 74F32 y 74F86, analiza sus características más relevantes, y realiza un cuadro con sus diagramas de conexión.

Estas hojas de características las podrás encontrar con facilidad en internet en las siguientes páginas web:

- http://www.datasheetlocator.com/es/
- http://www.datasheetcatalog.net/es

En el MATERIAL WEB elaborado para este texto se incluyen las hojas de características de circuitos integrados 74F00, 74F02, 74F04, 74F08, 74F32 y 74F86.

© Ediciones Paraninfo

1.8.4. Familia lógica CMOS

La familia CMOS (*Complementary Metal-Oxide Semiconductor*) construye sus puertas lógicas con transistores unipolares MOSFET de canal N y de canal P, que ya estudiaremos en posteriores unidades. En la Figura 1.44 se muestra, como ejemplo, una puerta NAND de dos entradas con tecnología CMOS.

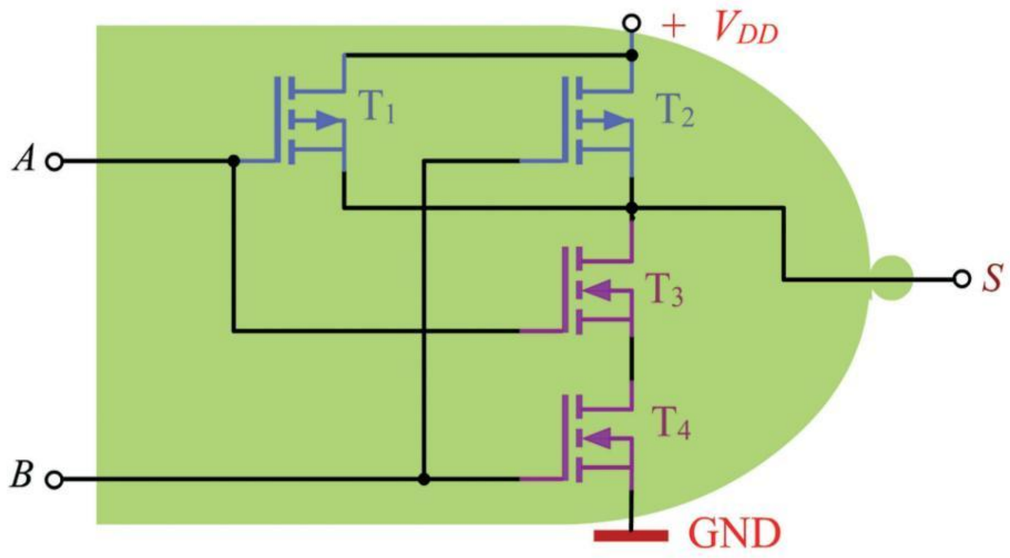


Figura 1.44. Puerta NAND CMOS.

Los circuitos integrados con tecnología CMOS se han ido imponiendo en el mercado gracias a la mejora de algunas de sus características, como son:

- Mayor inmunidad al ruido.
- Tensión de alimentación más flexible.
- Menor consumo.
- Mayor densidad de integración.

Sin embargo, el tiempo de propagación de los CMOS es algo mayor que los TTL y además son muy sensibles a la electricidad estática, que los puede dañar si no se manejan de forma adecuada.

La familia CMOS ha ido desplazando a la TTL en la construcción de CI de pequeña y mediana escala (SSI y MSI), habiéndose impuesto en las escalas más altas de integración, como la LSI y la VSI (construcción de memorias, contadores, registros, microprocesadores, etc.).

Al igual que la familia lógica TTL, en la CMOS se han ido desarrollando nuevas series mejoradas. La primera serie que aparece es la CMOS 4000.

En la Tabla 1.12 se muestra la denominación de las diferentes series por orden de aparición, y algunas de sus características más relevantes. Todas ellas tienen en común una tensión de alimentación de 5 V, excepto la serie 4000 que admite una tensión de alimentación entre 3 y 15 V.

La primera serie CMOS es la 4000 que poseía el inconveniente de que los terminales de los CI no se encontraban en el mismo orden que los TTL. Posteriormente aparecen las series 74HC y 74HCT, que mejoran la velocidad de conmutación y poseen el mismo orden en los terminales que los TTL; además la serie 74HCT es eléctricamente compatible con TTL. Después aparecen las series 74AC y 74ACT, que ofrecen una mayor inmunidad al ruido y una mayor velocidad de conmutación, con el inconveniente de que no existe compatibilidad en el orden de los terminales con TTL, aunque la 74ACT es compatible eléctricamente con TTL.

Tabla 1.12. Denominación de las series TTL por orden de aparición, así como la potencia consumida en mW, el tiempo de retardo en ns y la frecuencia máxima en MHz

CMOS	Características	mW	ns	MHz
4000	Baja velocidad	0,3	50	12
74HC	Mejora la velocidad	1	8	40
74HCT	Compatible con TTL	1	8	40
74AC	Mejora la velocidad	0,5	4	125
74ACT	Compatible con TTL	0,5	4	125
74AHC	Mejora la velocidad	0,006	3	130
74AHCT	Alta velocidad y compatible con TTL	0,006	3	130

La serie 74HCT es la que posee una menor potencia de disipación y un menor tiempo de propagación, lo que supone una mayor frecuencia de conmutación. Además es compatible eléctricamente con la familia TTL, lo que hace que esta serie sea una de las que más se utiliza en la actualidad.

Con el objetivo de reducir la potencia y el tamaño de los CI han aparecido nuevas series que operan a baja tensión de alimentación (V_{CC} = 3,3 V), como por ejemplo las series 74LV, 74LVC y 74ALVC.

Actividad propuesta 1.9

Consulta las hojas de características de circuitos integrados 74AHCT00, 74AHCT02, 74AHCT04, 74AHCT08, 74AHCT32, 74AHCT86 y 74AHCT30, analiza sus características más relevantes, y realiza un cuadro con sus diagramas de conexión.

Estas hojas de características las podrás encontrar con facilidad en internet en las siguientes páginas web:

- http://www.datasheetlocator.com/es/
- http://www.datasheetcatalog.net/es/

En el MATERIAL WEB elaborado para este texto se incluyen las hojas de características de estos circuitos integrados.

© Ediciones Paraninfo

1.8.5. Precauciones con los circuitos CMOS

Los CMOS son unos dispositivos muy sensibles a las descargas electrostáticas, de tal forma que si no se toman las medidas oportunas podrían llegar a destruirlos. Las cargas electrostáticas suelen generarse al frotarse las superficies aislantes, como por ejemplo al arrastrar los zapatos por una moqueta en un ambiente seco, y pueden llegar a alcanzar tensiones bastante elevadas. Si una persona carga-da toca los terminales de un CI, se produce una pequeña descarga eléctrica que puede destruir las uniones de los semiconductores que forman el chip, sobre todo en el caso de los CMOS.

En la actualidad se ha conseguido minimizar los efectos de las posibles descargas electrostáticas gracias a la inclusión de circuitos de protección dentro del CI, como pueden ser la conexión de diodos zener a las entradas que conducen y limitan la tensión de entrada a unos niveles no peligrosos. A pesar de todo, a continuación se indican las precauciones a tomar para trabajar con CMOS:

- Los CMOS deberían estar almacenados con los terminales en contacto con espuma conductora.
- En ningún caso deben tocarse los terminales con los dedos.
- Si se retiran de la espuma conductora se deben insertar en el circuito o depositar con los terminales en contacto con una superficie conductora a masa.
- No se deben insertar CMOS en los zócalos de conexión con la tensión de alimentación conectada.
- Las herramientas y bancos de trabajo se deben conectar a tierra.

En la Figura 1.45 se muestra a un operario trabajando con MOSFET con medidas excepcionales de precaución, como pueden ser la puesta a tierra del equipo de soldadura y de la muñeca del operario.

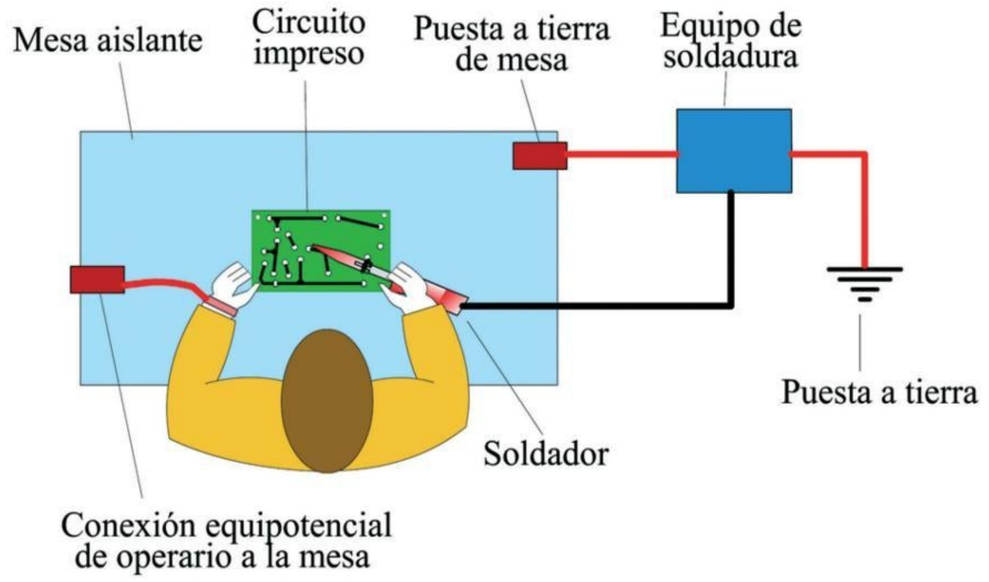


Figura 1.45. Medidas de precaución excepcionales para manipular MOSFET.

© Ediciones Paraninfo

Prácticas de laboratorio

1.1. Puerta lógica NOT. Se trata de que compruebes de forma práctica la tabla de la verdad de la puerta NOT. Para ello vamos a necesitar los siguientes componentes:

Un CI 74HCT04 (6 × NOT) o similar.

Un conmutador deslizante.

Un diodo LED rojo de 5 mm.

Un diodo LED verde de 5 mm.

Dos resistencias de 330 Ω.

Una placa *protoboard* de montaje rápido de circuitos.

En la Figura 1.46 se muestra el esquema del circuito que se usa habitualmente para representar las conexiones, donde no se incluye el conexionado del CI a la fuente de alimentación.

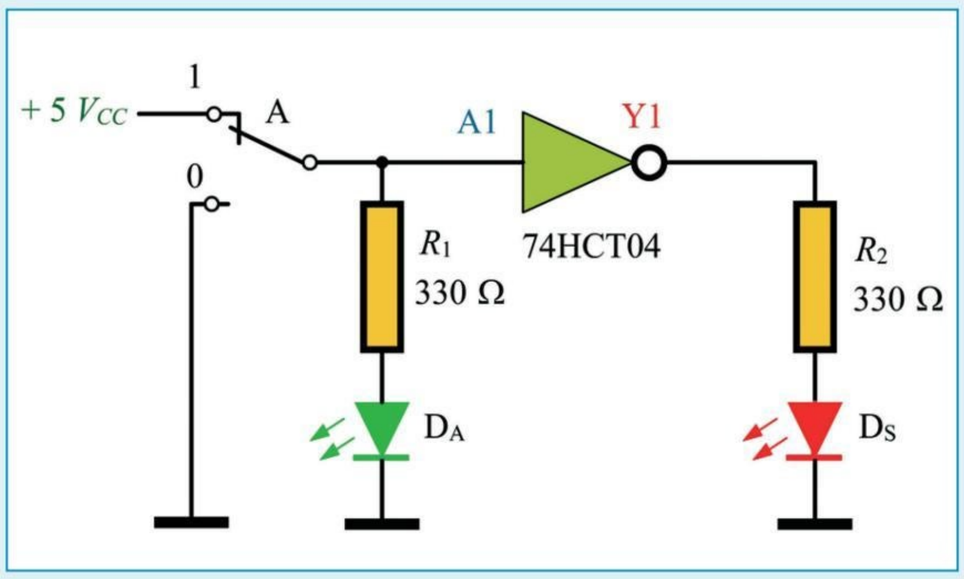


Figura 1.46. Esquema del circuito puerta NOT.

El diodo verde se conecta a la entrada de la puerta y nos indicará el estado de la entrada. El rojo se conecta a la salida. Para la activación de la entrada se utiliza un conmutador deslizante (Figura 1.47), de tal forma que proporcionará un «1» lógico cuando su posición conecte con la tensión de alimentación y un «0» lógico cuando cambie su posición a masa.

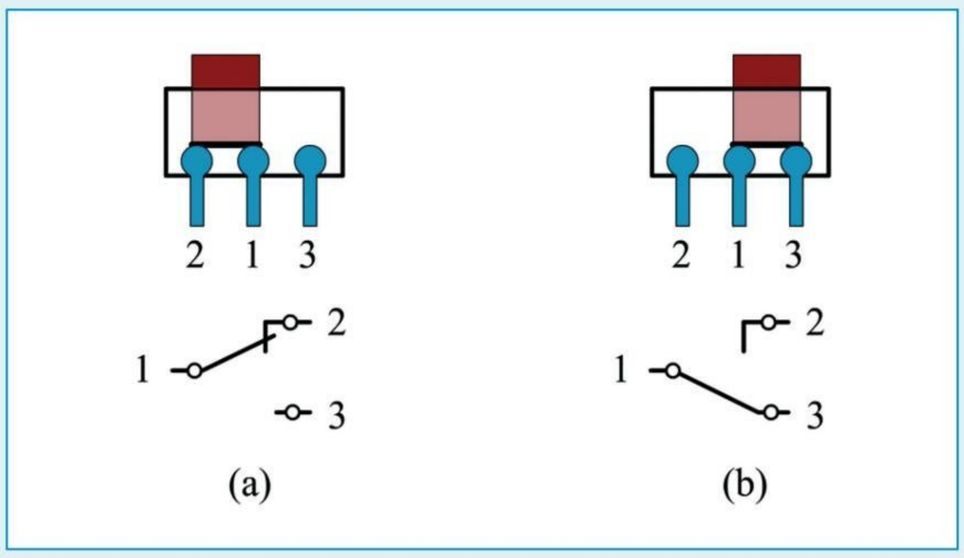


Figura 1.47. Conmutador deslizante. (a) Posición 1-2. (b) Posición 1-3.

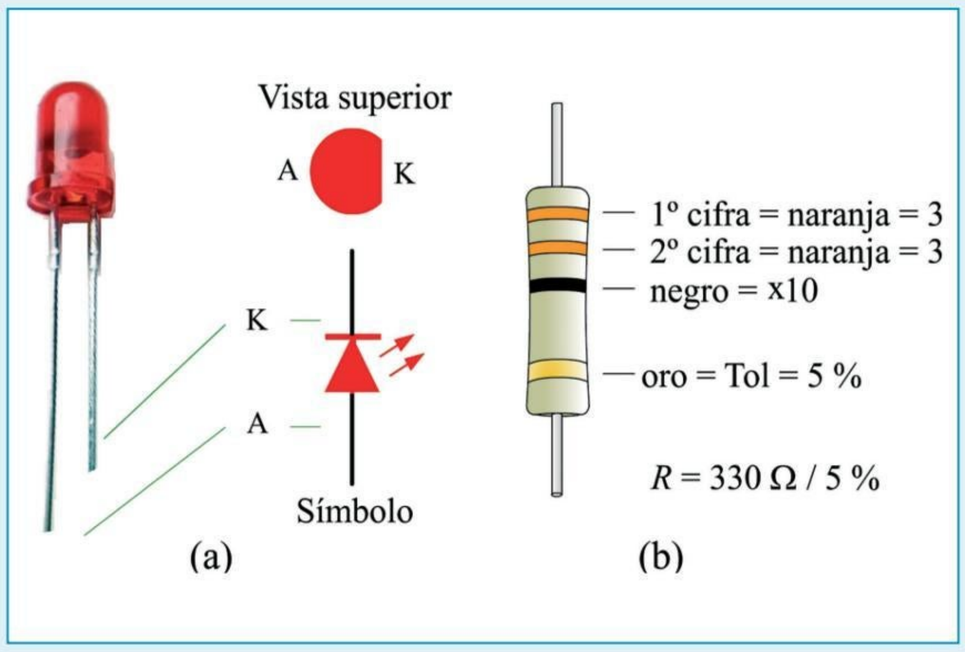


Figura 1.48. (a) Conexiones del diodo LED. (b) Código de colores de la resistencia.

En la Figura 1.49 se muestra cómo sería el esquema práctico de montaje del circuito, donde se ha incluido la alimentación eléctrica del CI.

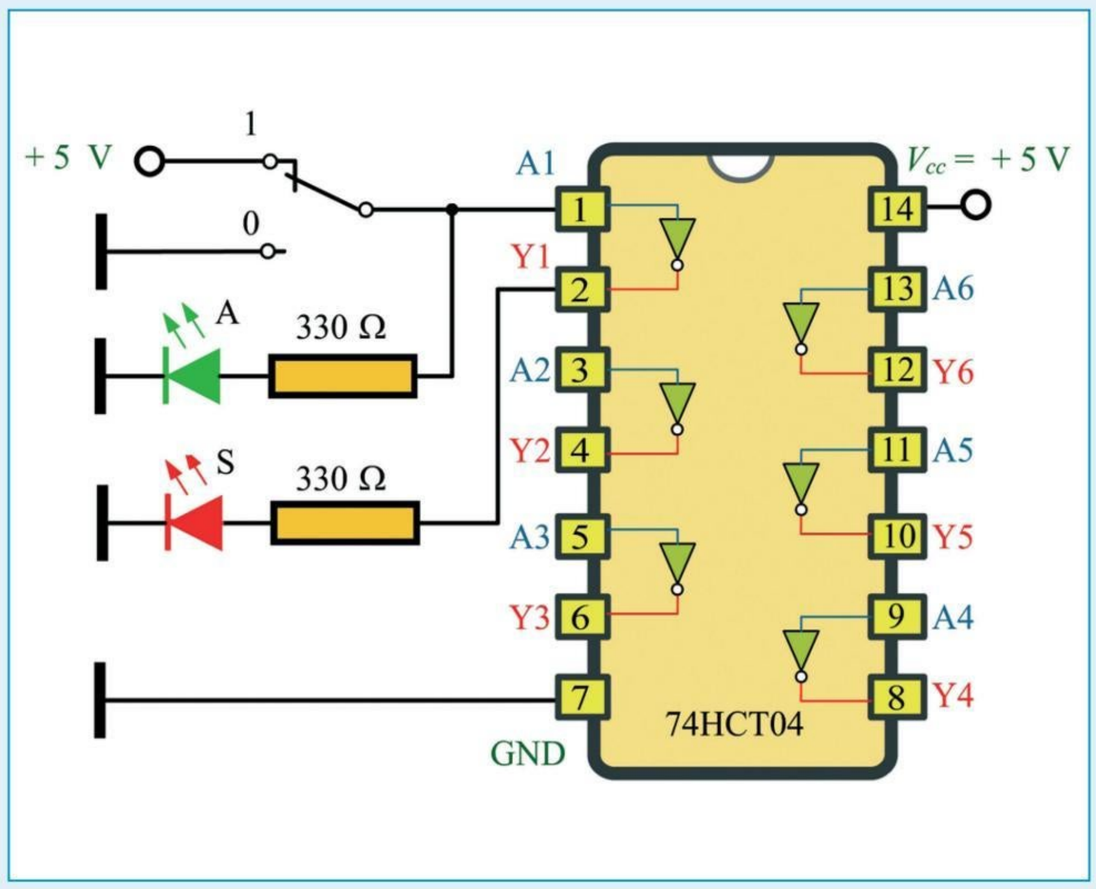


Figura 1.49. Esquema práctico del CI.

Para el montaje del circuito se puede utilizar una placa *protoboard* de montaje rápido sin soldadura o un entrenador didáctico de electrónica digital. La ventaja de los entrenadores es que vienen equipados con los diferentes dispositivos necesarios para la realización rápida de la práctica, como pueden ser: fuentes de alimentación, generadores de señales digitales, conmutadores, diodos LED, etc. En la Figura 1.50 se muestra, como ejemplo, el aspecto de un entrenador comercial. Se trata del entrenador Universal Trainer que sirve para realizar experiencias tanto con circuitos digitales como analógicos.

© Ediciones Paraninfo

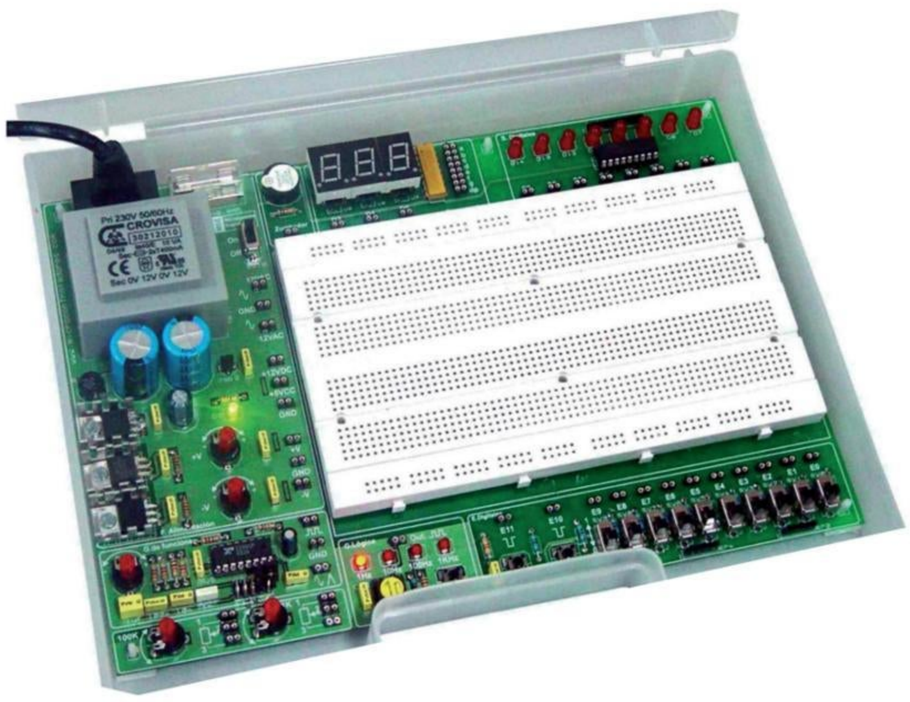


Figura 1.50. Entrenador Universal Trainer.

En el MATERIAL WEB podrás consultar el manual del Universal Trainer.

Nosotros vamos a proponer realizar el montaje de esta actividad práctica sobre una placa *protoboard*. Estas placas poseen una serie de orificios interconectados entre sí, donde se pueden conectar de forma rápida los componentes. En la Figura 1.51 se muestra el esquema de conexiones de un modelo de placa *protoboard*.

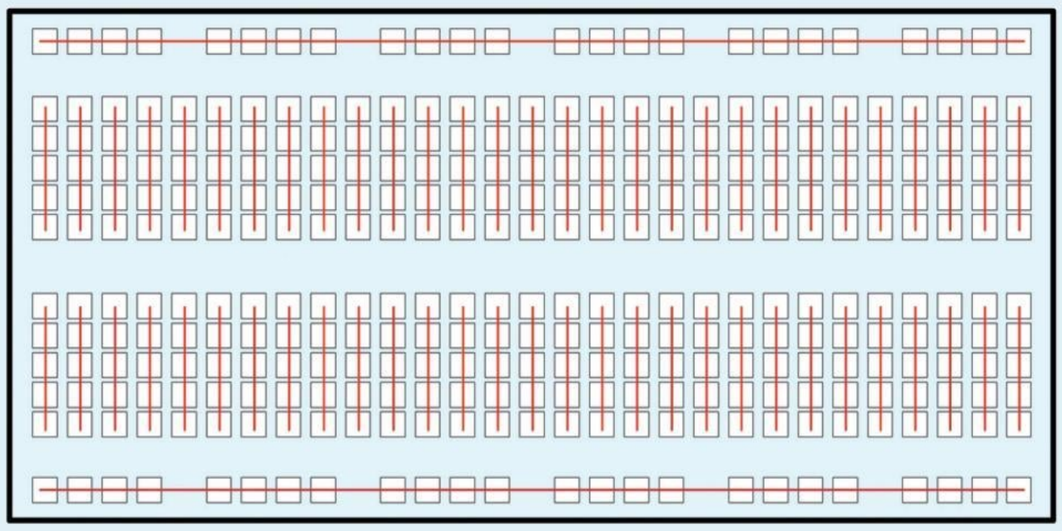


Figura 1.51. Esquema de conexionado interno de una placa *protoboard* de montaje rápido.

Las filas superior e inferior, más separadas que el resto, se suelen utilizar para conectar la tensión de alimentación a la placa.

En la Figura 1.52 se muestra el esquema práctico de la puerta NOT montado sobre una placa *protoboard*.

Realiza el montaje práctico y completa la tabla de la verdad de la Figura 1.53.

1.2. Puerta lógica OR. Comprueba de forma práctica la tabla de la verdad de una puerta OR mediante el CI 74HCT32 (4 × OR), según los esquemas de la Figuras 1.54, 1.55 y 1.56.

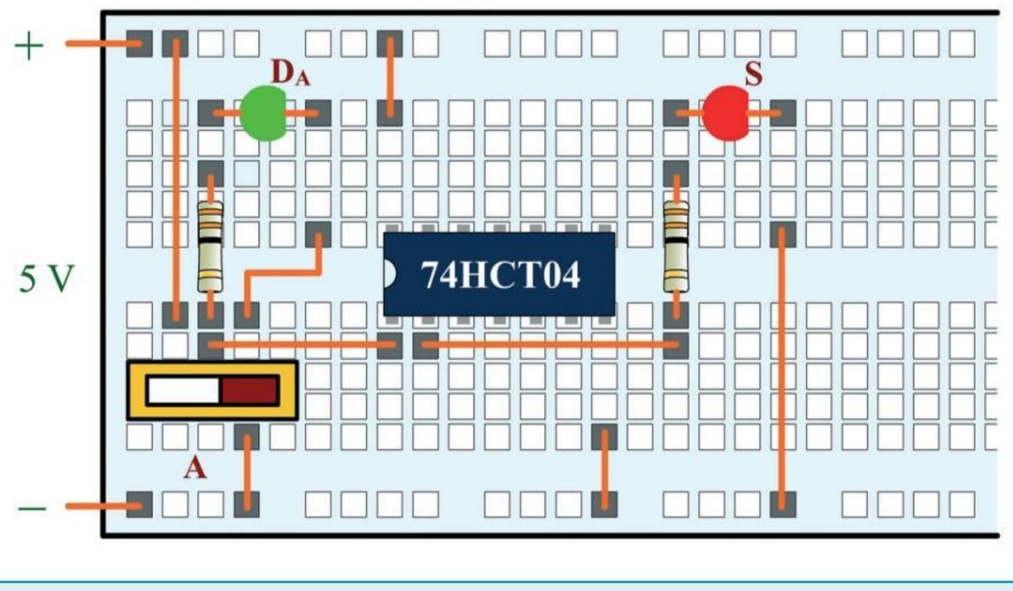


Figura 1.52. Montaje práctico del circuito sobre placa *protoboard*.

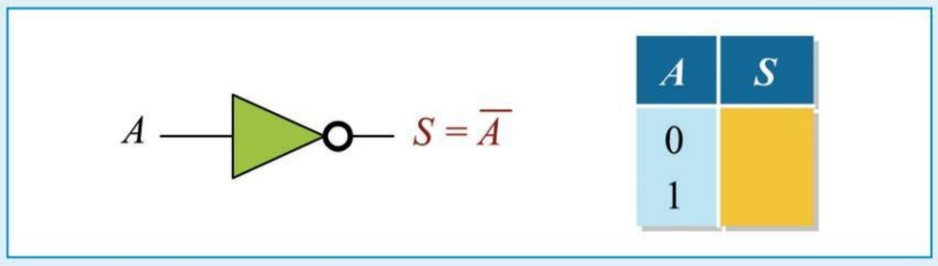


Figura 1.53. Tabla de la verdad.

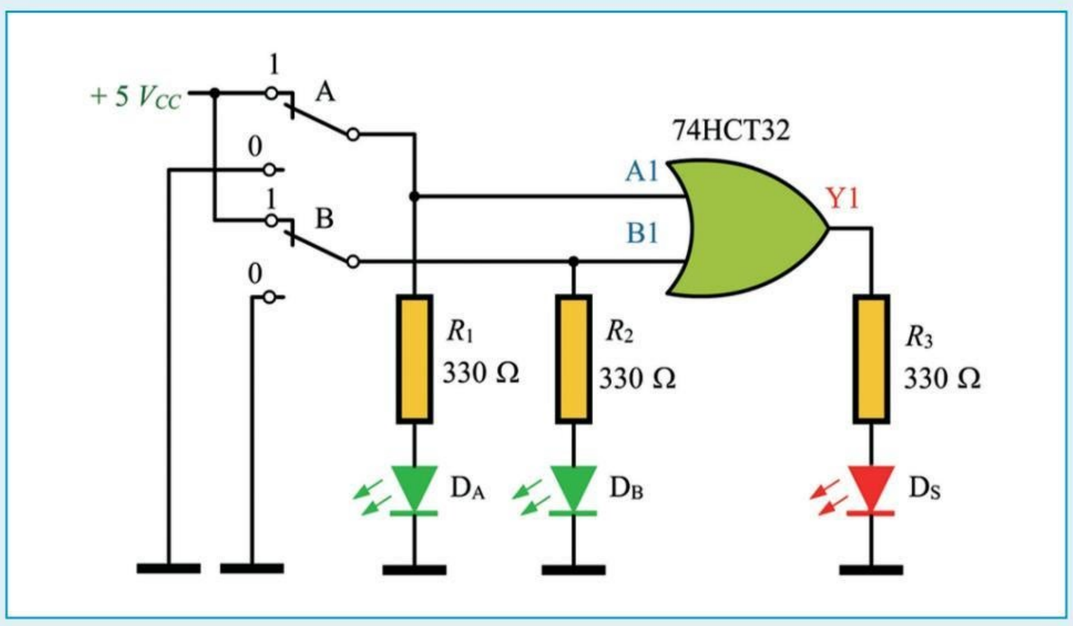


Figura 1.54. Esquema del circuito.

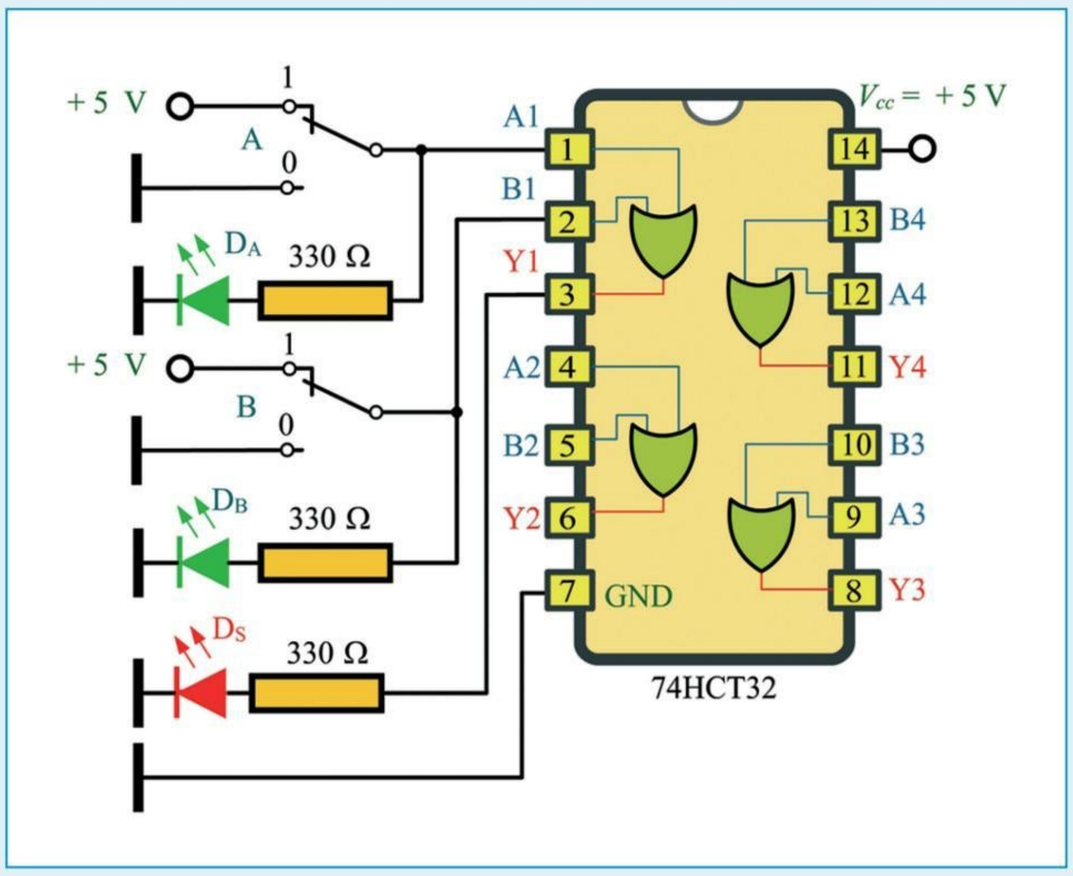


Figura 1.55. Esquema práctico del CI.

© Ediciones Paraninfo

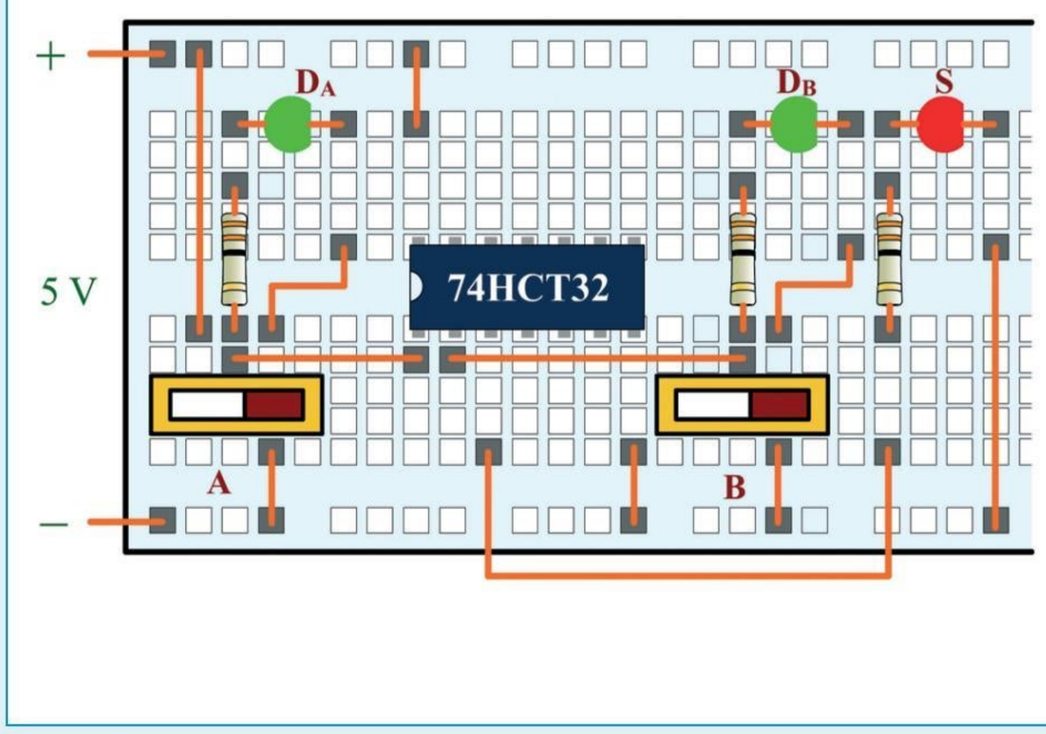
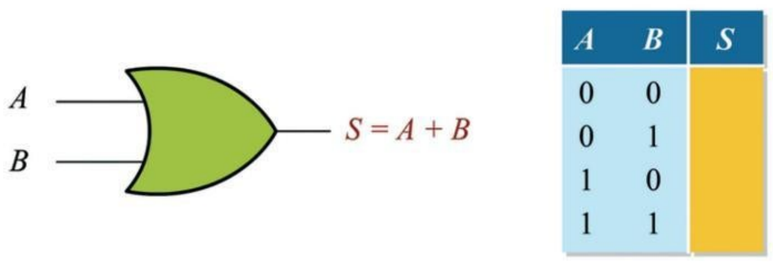


Figura 1.56. Montaje práctico del circuito sobre placa *protoboard.*

Realiza la lista de materiales necesarios para llevar a cabo esta actividad práctica y completa la tabla de la verdad de la Figura 1.57.



A	B	S
0	0	
0	1	
1	0	
1	1	

Figura 1.57. Tabla de la verdad.

1.3. Puerta lógica AND. Comprueba de forma práctica la tabla de la verdad de una puerta AND mediante el CI 74HCT08 (4 × AND), según los esquemas de la Figuras 1.58, 1.59 y 1.60.

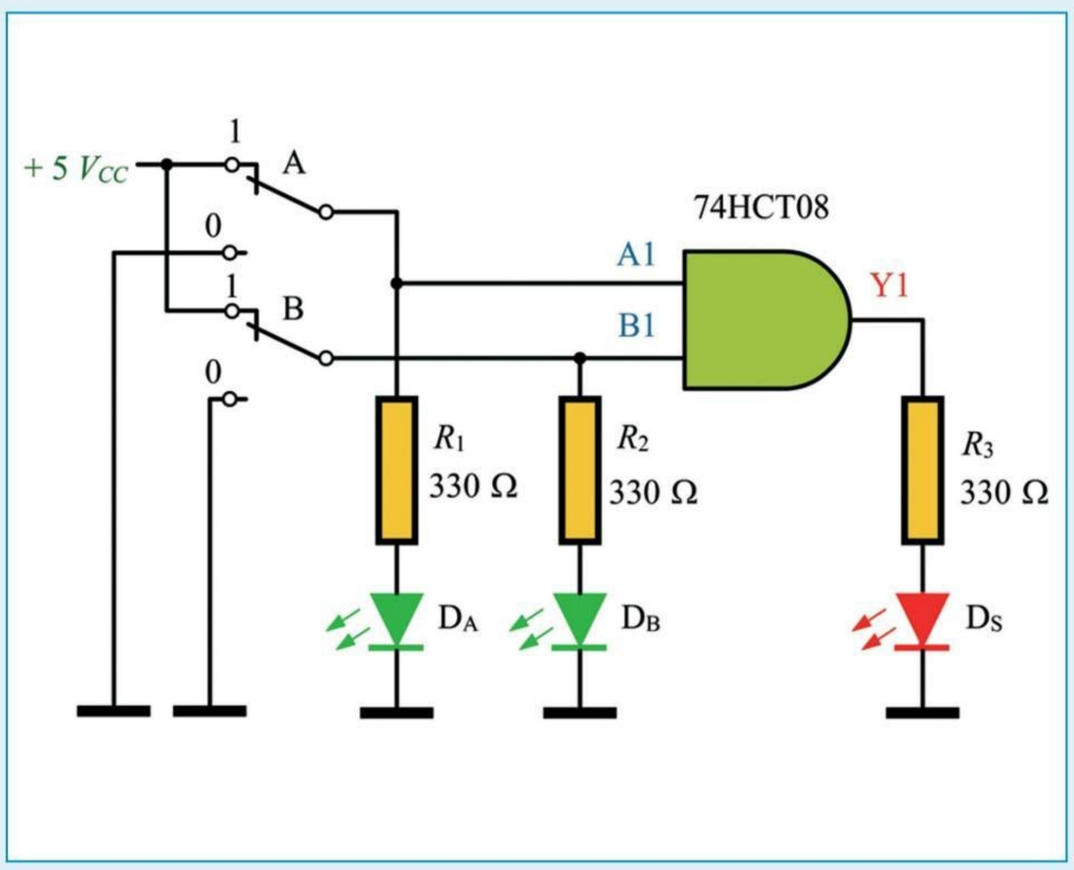


Figura 1.58. Esquema del circuito.

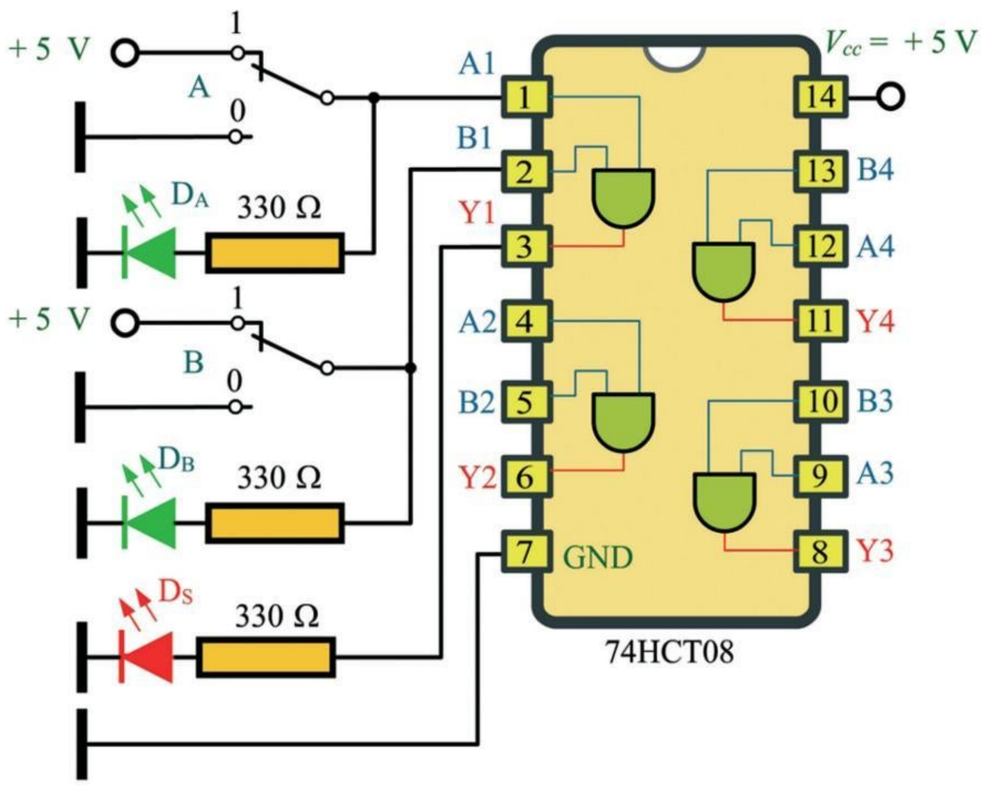


Figura 1.59. Esquema práctico del CI.

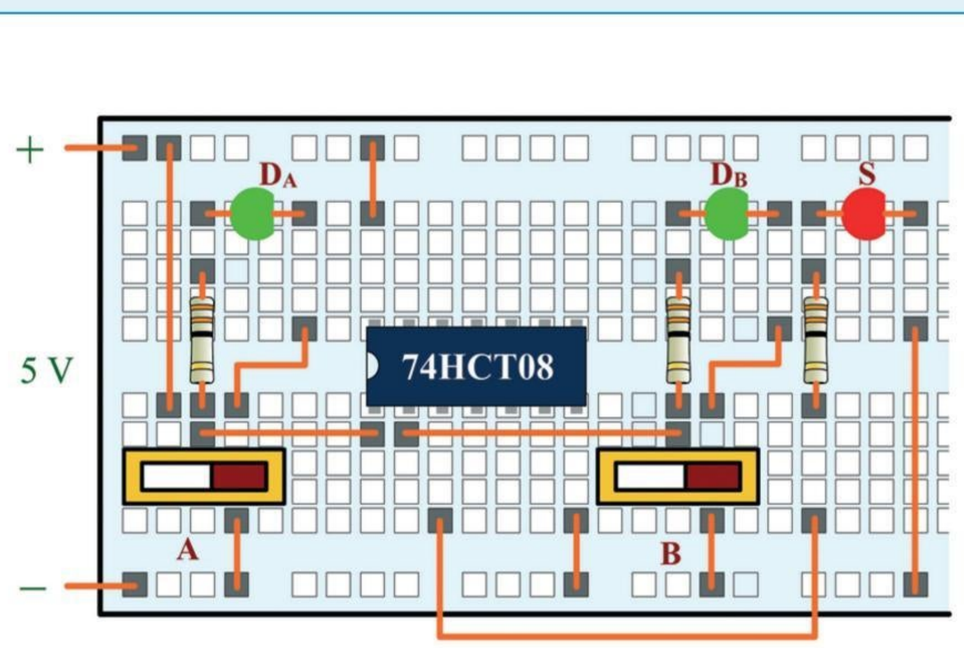
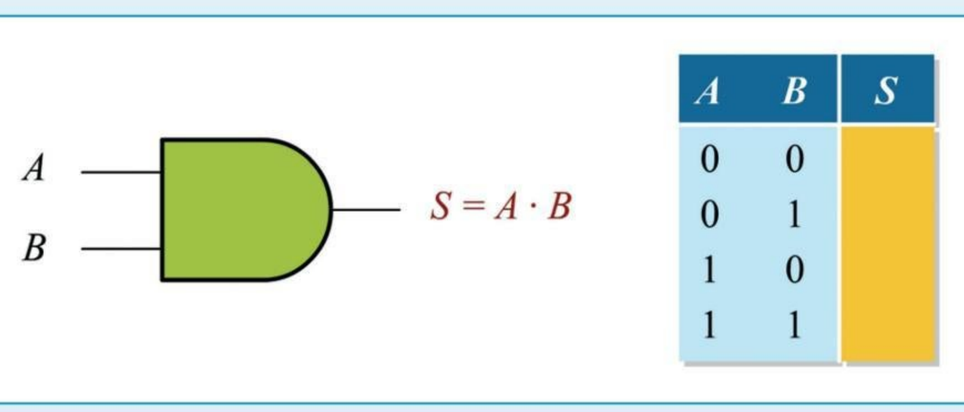


Figura 1.60. Montaje práctico del circuito sobre placa *protoboard.*

Realiza la lista de materiales necesarios para llevar a cabo esta actividad práctica y completa la tabla de la verdad.



A	B	S
0	0	
0	1	
1	0	
1	1	

Figura 1.61. Tabla de la verdad.

1.4. Puerta lógica NOR. Comprueba de forma práctica la tabla de la verdad de una puerta NOR mediante el CI 74HCT02 (4 × NOR), según los esquemas de la Figuras 1.62, 1.63 y 1.64.

© Ediciones Paraninfo

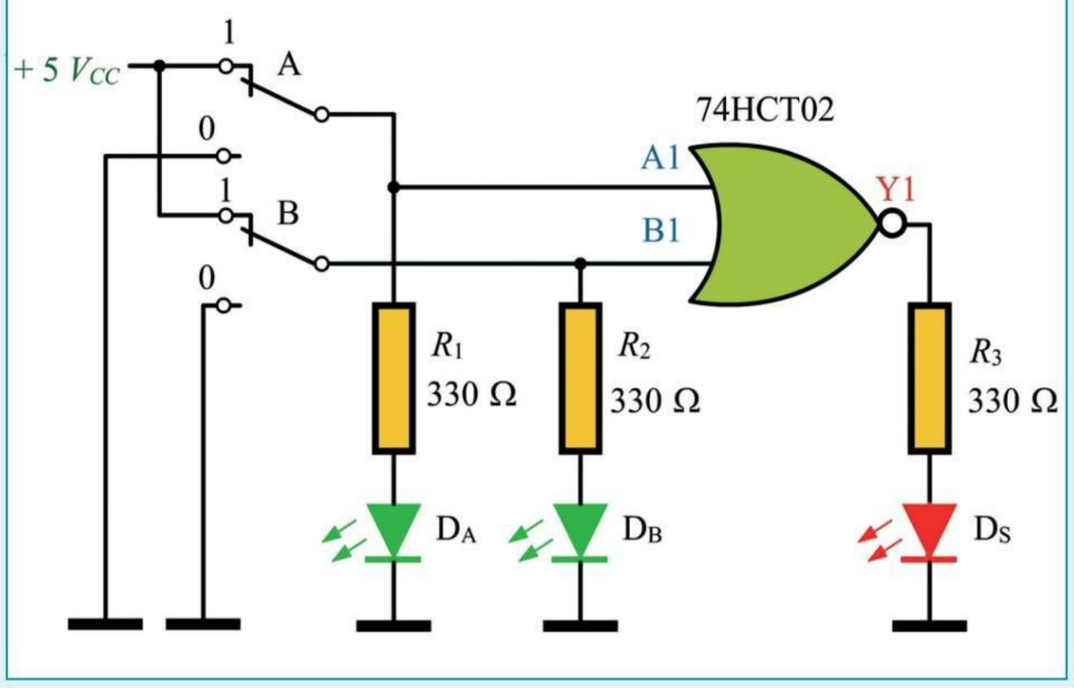


Figura 1.62. Esquema del circuito.

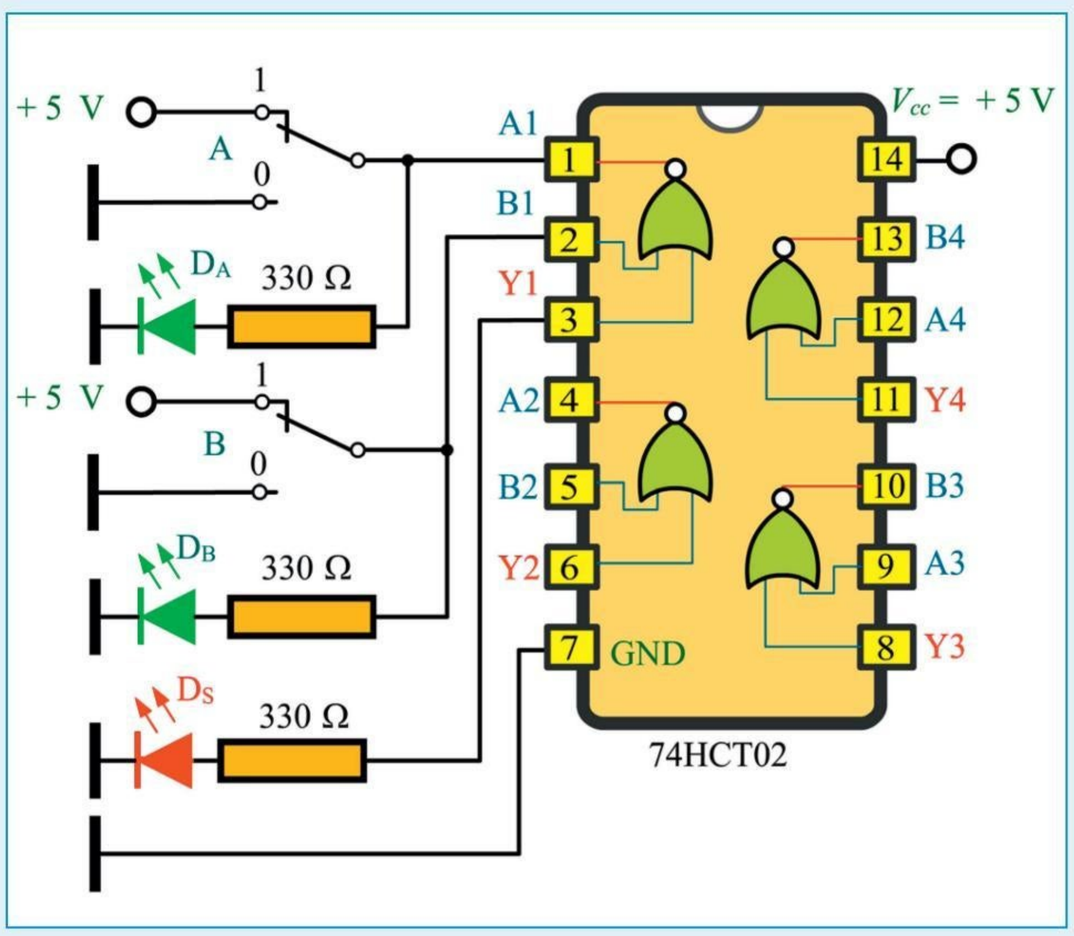


Figura 1.63. Esquema práctico del CI.

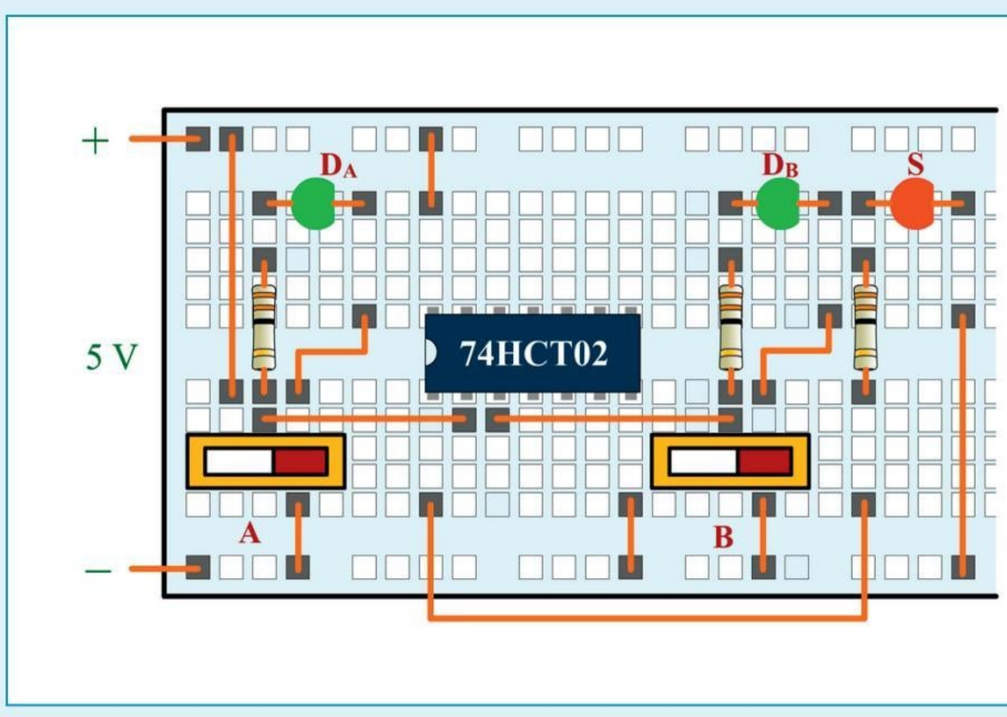
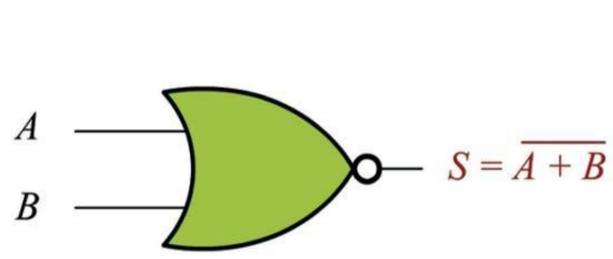


Figura 1.64. Montaje práctico del circuito sobre placa *protoboard.*

Realiza la lista de materiales necesarios para llevar a cabo esta actividad práctica y completa la tabla de la verdad de la Figura 1.65.



A	B	S
0	0	
0	1	
1	0	
1	1	

Figura 1.65. Tabla de la verdad.

1.5. **Puerta lógica NAND.** Comprueba de forma práctica la tabla de la verdad de una puerta NAND mediante el CI 74HCT00 (4 × NAND), según los esquemas de la Figuras 1.66, 1.67 y 1.68.

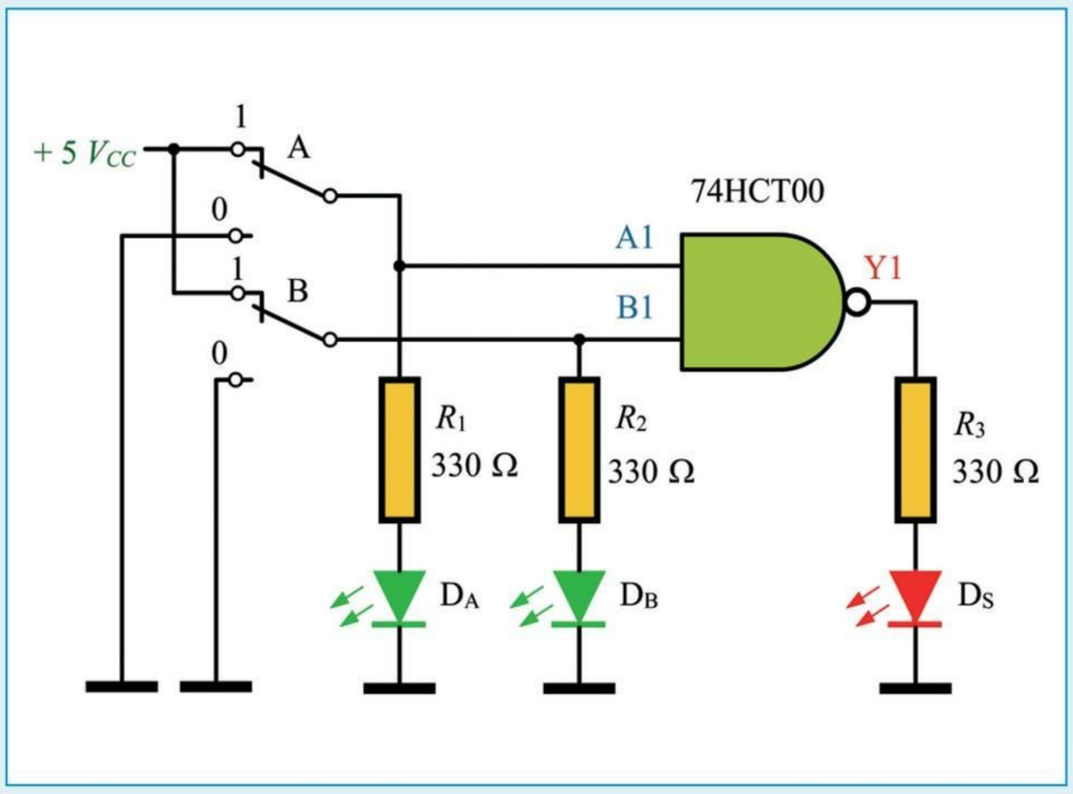


Figura 1.66. Esquema del circuito.

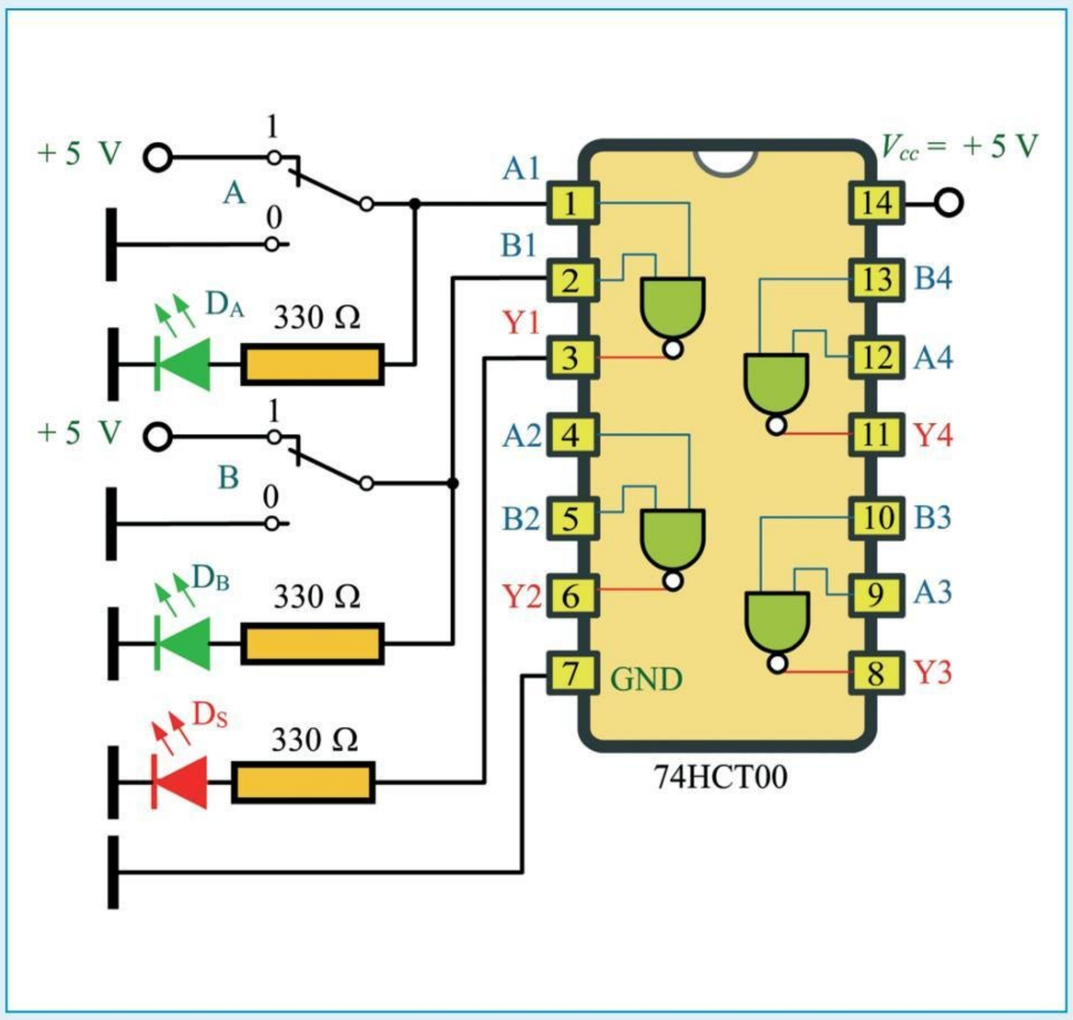


Figura 1.67. Esquema práctico del CI.

© Ediciones Paraninfo

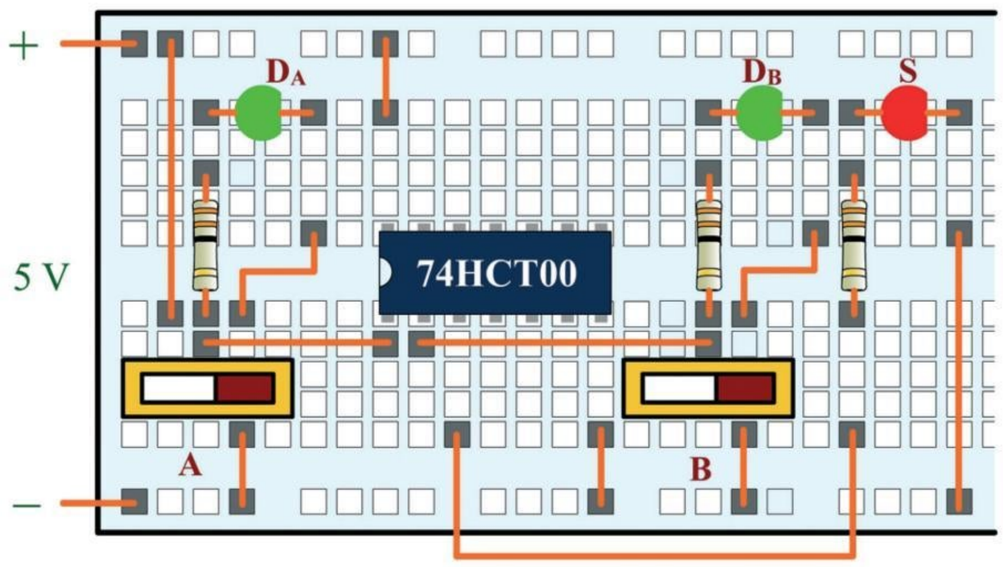


Figura 1.68. Montaje práctico del circuito sobre placa *protoboard.*

Realiza la lista de materiales necesarios para llevar a cabo esta actividad práctica y completa la tabla de la verdad de la Figura 1.69.

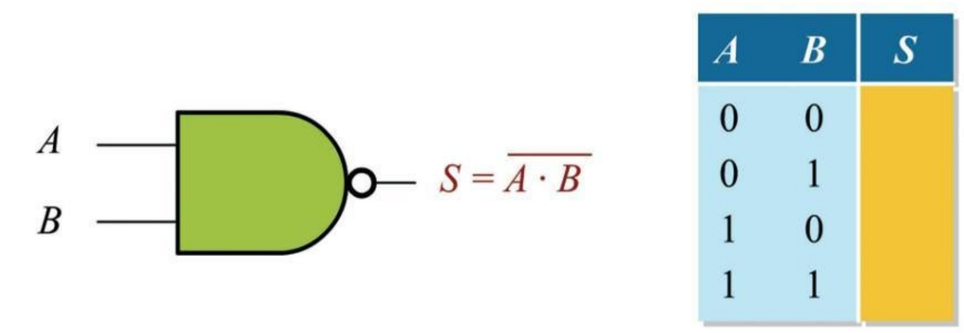


Figura 1.69. Tabla de la verdad.

1.6. Puerta lógica XOR. Comprueba de forma práctica la tabla de la verdad de una puerta XOR mediante el CI 74HCT86 (4 × XOR), según los esquemas de la Figuras 1.70, 1.71 y 1.72.

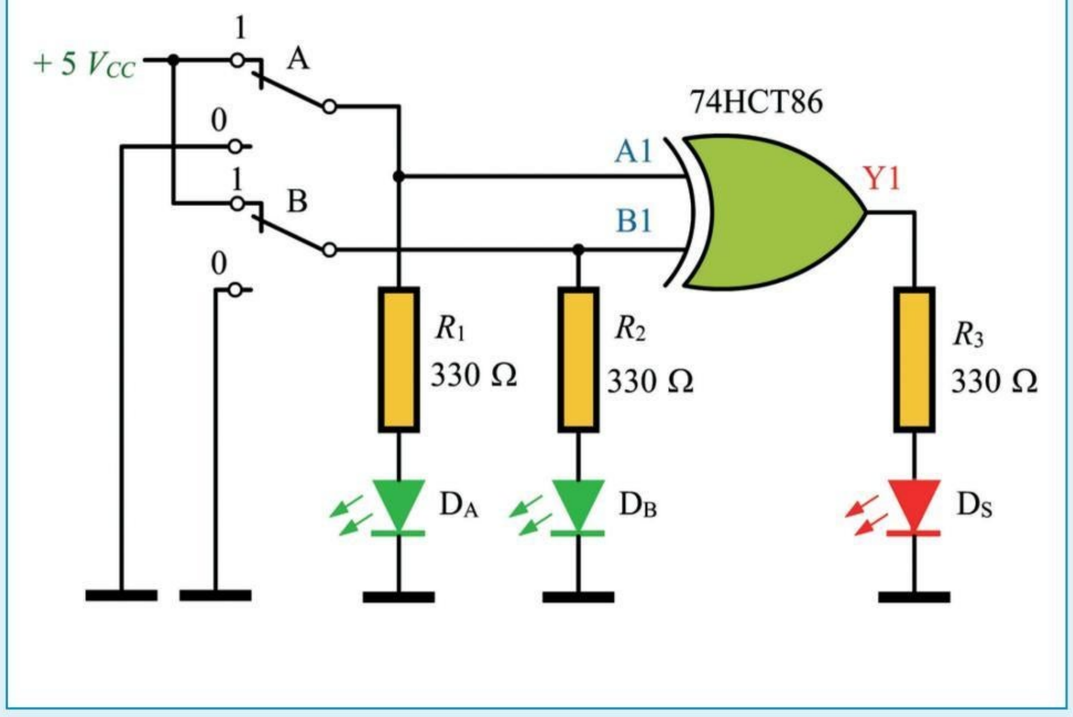


Figura 1.70. Esquema del circuito.

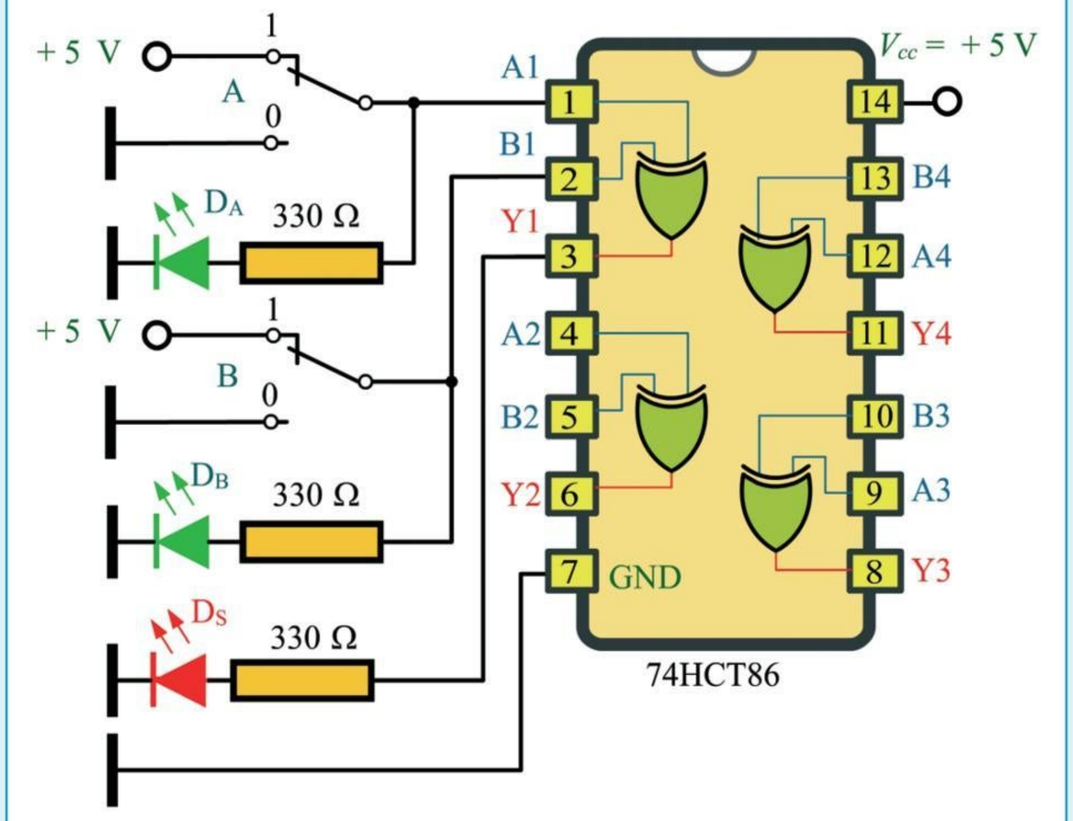


Figura 1.71. Esquema práctico del CI.

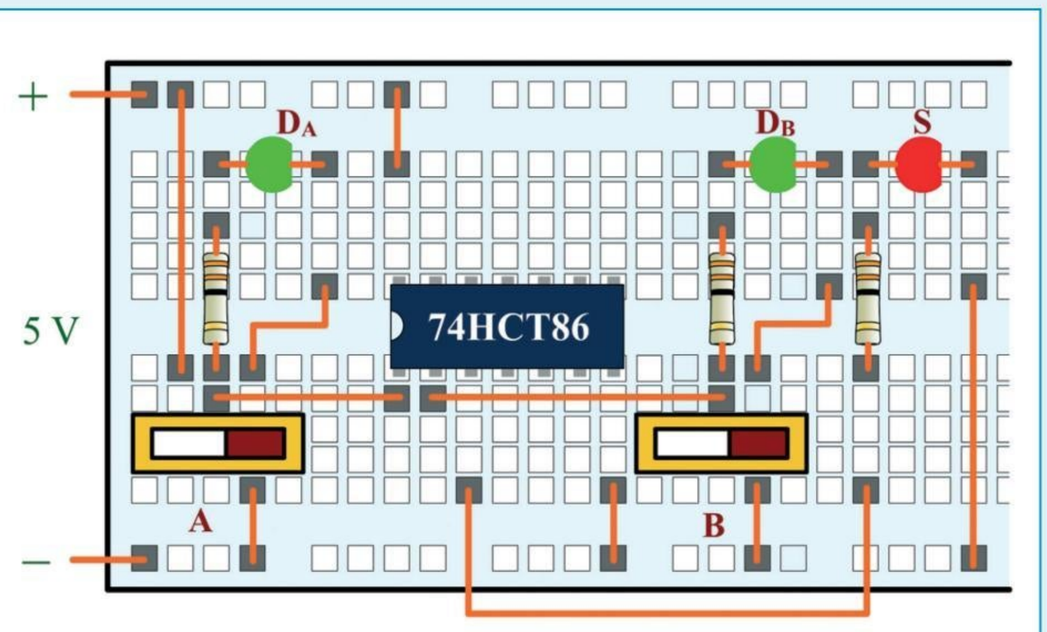


Figura 1.72. Montaje práctico del circuito sobre placa *protoboard.*

Realiza la lista de materiales necesarios para llevar a cabo esta actividad práctica y completa la tabla de la verdad de la Figura 1.73.

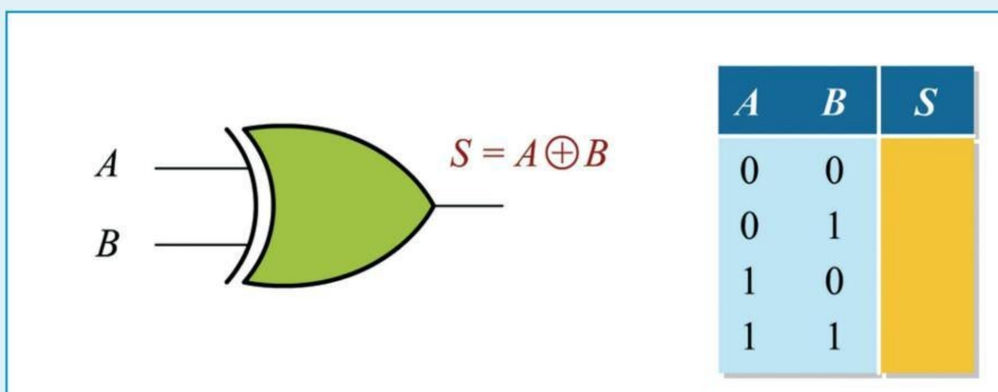


Figura 1.73. Tabla de la verdad.

1.7. Puerta lógica NOR mediante combinación de puerta OR y puerta NOT. Se trata de que construyas un circuito lógico que realice la función de la puerta NOR utilizando la combinación de una puerta OR y de una NOT (Figura 1.74). Redacta la lista de materiales necesarios para realizar esta actividad práctica, dibuja el esquema

© Ediciones Paraninfo

práctico de los circuitos integrados y comprueba la tabla de la verdad.

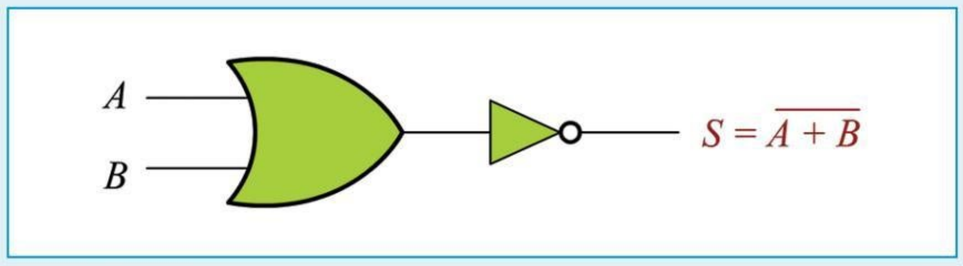


Figura 1.74.

1.8. Puerta lógica NAND mediante combinación de puerta AND y puerta NOT. Se trata de que construyas un circuito lógico que realice la función de la puerta NAND utilizando la combinación de una puerta AND y de una NOT (Figura 1.75). Redacta la lista de materiales necesarios para realizar esta actividad práctica, dibuja el esquema práctico de los circuitos integrados y comprueba la tabla de la verdad.

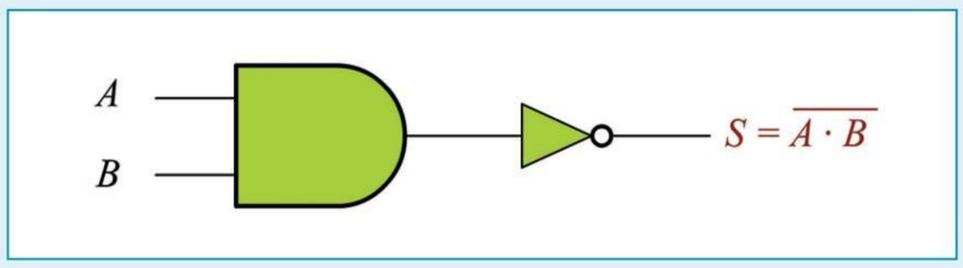


Figura 1.75.

1.9. Instrumentación digital. Consulta el Apartado 5.6 de la Unidad 5 de este texto que trata sobre el manejo de instrumentación específica para el análisis y reparación de circuitos digitales. Consigue un inyector lógico y una sonda lógica y comprueba el funcionamiento de algunas de las puertas lógicas que hemos comprobado de forma práctica en las actividades anteriores. Para poder hacerlo adecuadamente, no te olvides de alimentar previamente al circuito integrado correspondiente con 5 voltios de alimentación al terminal 14 y de conectar el terminal 7 a masa.

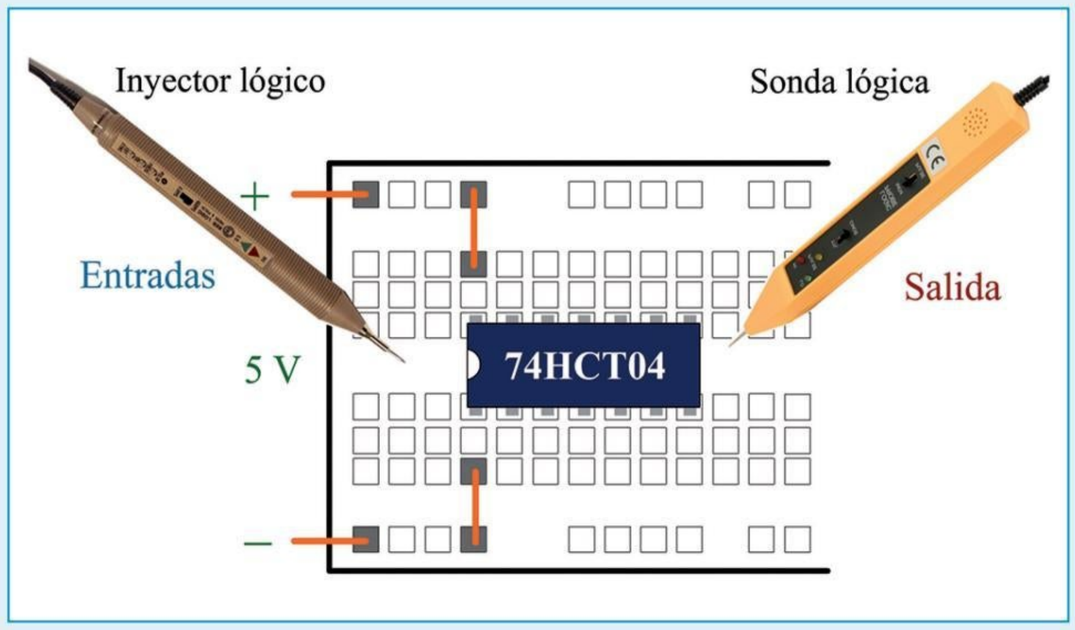


Figura 1.76. Inyector y sonda lógica para el diagnóstico de una puerta lógica.

1.10. Encuentra las hojas de características de los circuitos integrados utilizados en estas actividades prácticas y observa sus características más significativas.

En el MATERIAL WEB elaborado para este texto se incluyen las hojas de características de los circuitos integrados 74HCT00, 74HCT02, 74HCT04, 74HCT08, 74HCT32 y 74HCT86.

© Ediciones Paraninfo

Actividades de comprobación

1.1. Si en un circuito integrado digital se consigue el «1» lógico con una tensión de entrada de 5 V y el «0» con una tensión de 0 V, dicho circuito trabaja con lógica:

a) Negativa.

b) Positiva.

c) Indefinida.

1.2. Indica cuál de las afirmaciones es correcta respecto a los circuitos digitales frente a los analógicos:

a) Susceptible de sufrir interferencias de otros sistemas.

b) Mayor facilidad de integración para circuitos repetitivos.

c) La salida puede variar con la temperatura, la tensión de alimentación, el estado de los componentes, etcétera.

1.3. Las siglas LSI significan integración a:

a) Pequeña escala.

b) Mediana escala.

c) Gran escala.

1.4. El encapsulado de los circuitos integrados digitales para conectar sobre zócalo que empleamos en las actividades prácticas de laboratorio son del tipo:

a) DIP.

b) SOIC.

c) SSOP.

1.5. ¿Cuál es la familia lógica que más se tiende a utilizar en la actualidad?

a) XRTL.

b) TTL.

c) CMOS.

1.6. ¿Cuál es el significado de la característica $V_{IL(máx)}$?

a) Máxima tensión de entrada admisible para que la puerta interprete un «0» lógico.

b) Mínima tensión de entrada admisible para que la puerta interprete un «1» lógico.

c) Máxima tensión que aparece en la salida para el estado lógico «0».

1.7. ¿Cuál es el significado de la característica $V_{OH\ (mín)}$?

a) Máxima tensión de entrada admisible para que la puerta interprete un «0» lógico.

b) Mínima tensión de entrada admisible para que la puerta interprete un «1» lógico.

c) Mínima tensión que aparece en la salida para el estado lógico «1».

1.8. Calcula el nivel de ruido de una puerta lógica si en sus hojas de características se leen los siguientes datos:

$V_{OH\ (mín)} = 2{,}6$ V; $V_{IH(mín)} = 1{,}9$ V

$V_{IL\ (máx)} = 0{,}9$ V; $V_{OL(máx)} = 0{,}6$ V

1.9. ¿Qué familia lógica posee un menor consumo de potencia?

a) RTL.

b) TTL.

c) CMOS.

1.10. Al número máximo de puertas que pueden conectarse a la salida de otra puerta de la misma familia lógica se le conoce como:

a) Capacidad de carga.

b) *Fan-out*.

c) Número lógico.

1.11. Un retardo grande en la propagación de la señal en una puerta lógica nos indica que:

a) Puede trabajar a una frecuencia más elevada.

b) Es más rápida.

c) Puede trabajar a una frecuencia de señal baja.

1.12. La mayor escala de integración se consigue con la familia lógica:

a) RTL.

b) TTL.

c) CMOS.

1.13. Calcula el valor decimal de los siguientes números binarios:

a) 111111_2.

b) 101010101_2.

c) 10111_2.

1.14. Calcula el valor binario de los siguientes números decimales:

a) 1.458_{10}.

b) 324_{10}.

c) 86_{10}.

1.15. Convierte los siguientes números en código binario:

a) 246_8.

b) 35674_8.

c) $485C_{16}$.

d) $5765A_{16}$.

e) 100110010001000_{BCD}.

© Ediciones Paraninfo

1.16. Convierte los siguientes números binarios en código octal, hexadecimal y BCD

a) 11001010.

b) 1010101110.

1.17. Escribe la función de salida y la tabla de la verdad que se corresponde con el circuito lógico de la Figura 1.77.

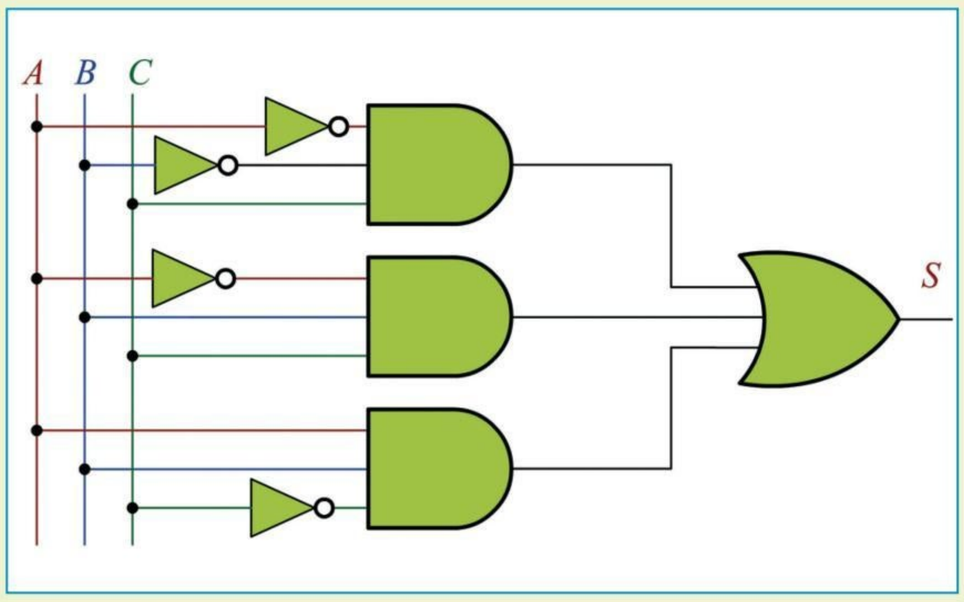


Figura 1.77.

1.18. Dibuja el símbolo de una puerta OR con cuatro entradas y escribe su tabla de la verdad. Haz lo mismo para una NOR, una AND y una NAND de cuatro entradas.

1.19. Dibuja el diagrama lógico con puertas para que se cumpla la siguiente función de salida. Realiza también su tabla de la verdad.

$$S = \overline{A} \cdot B \cdot \overline{C} + A \cdot \overline{B} \cdot C + A \cdot B \cdot \overline{C}$$

1.20. Escribe la función de salida que se corresponde con el circuito de la Figura 1.78.

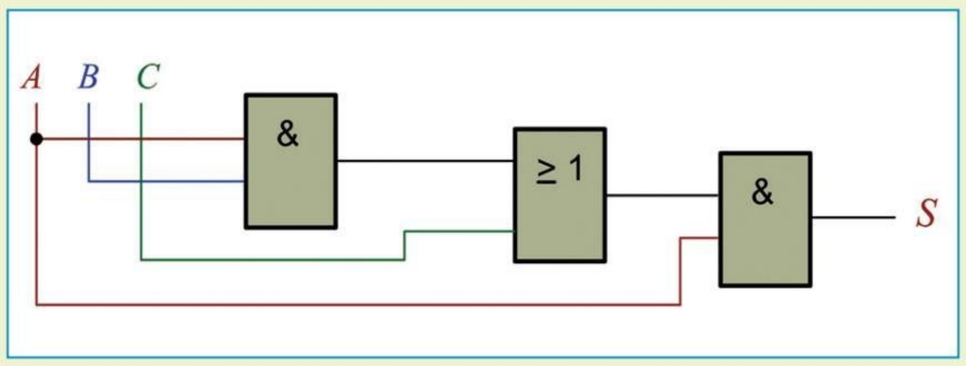


Figura 1.78.

Actividades de ampliación

1.1. Actividades resueltas de sistemas de numeración. Con el fin de conseguir una mayor profundización en la materia, se han incluido una serie de *«Ejercicios de sistemas de numeración»* para esta unidad que podrás encontrar resueltos dentro del MATERIAL WEB elaborado para este texto.

1.2. Actividades resueltas de diseño de circuitos con puertas lógicas. Consulta el documento con este mismo nombre que encontrarás dentro del MATERIAL WEB. Aquí podrás encontrar más ejemplos de cómo se diseñan circuitos con puertas lógicas.

1.3. ¿Qué hacer cuando una puerta lógica se queda con alguna entrada sin utilizar? Nunca se debe dejar ninguna entrada de una puerta lógica sin conectar, ya que no se podría predecir el nivel lógico que alcancen dichas entradas. Las entradas sin conectar son sensibles a las interferencias y una carga estática podría desestabilizar el funcionamiento correcto de la puerta.

Esta última precaución es válida también para los CI de la familia TTL. ¿Qué hacemos entonces con los terminales de entrada de una puerta lógica que no necesitamos?

La solución más acertada es conectar todas las entradas que no se utilicen a la tensión de alimentación V_{CC} o masa (GND) dependiendo del tipo de puerta lógica:

- Para las puertas AND y NAND se conectan las entradas a V_{CC} a través de una resistencia de 1 kΩ con el fin de llevarlas al nivel lógico «1».
- Para las puertas OR y NOR se conectan las entradas a masa para fijarlas al nivel lógico «0».

En la Figura 1.79 se muestra, como ejemplo, una puerta de tres entradas en las que solamente se necesitan dos para la realización del circuito lógico.

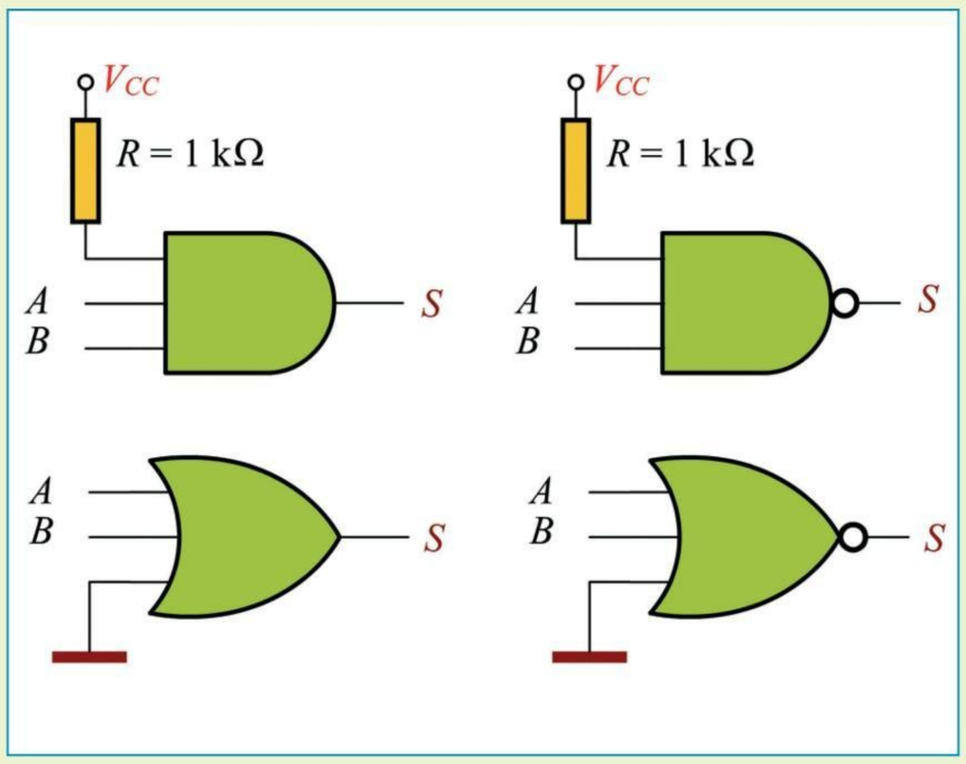
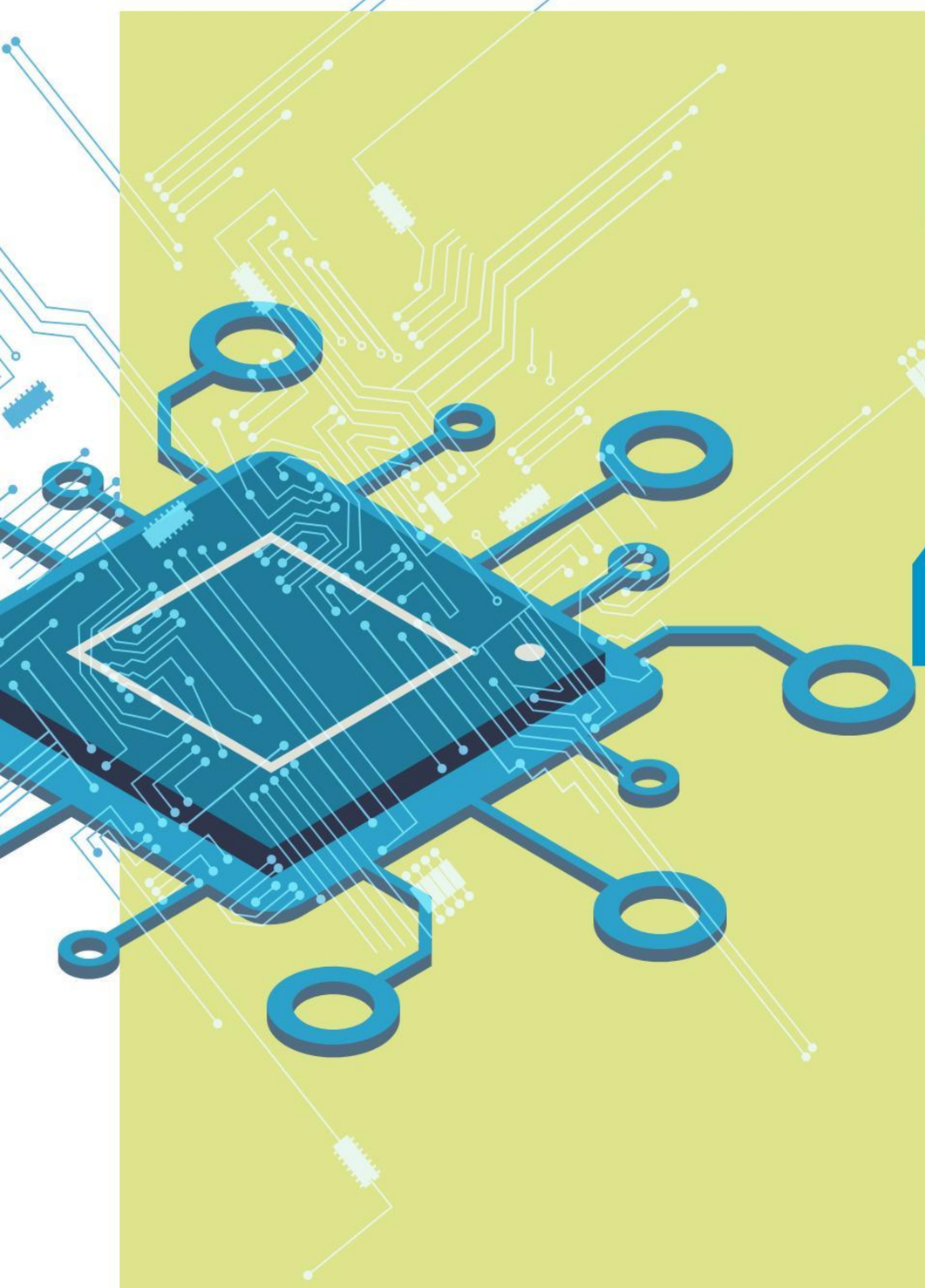


Figura 1.79. Entradas sin utilizar conectadas a la tensión de alimentación o masa dependiendo del tipo de puerta.

© Ediciones Paraninfo



2 Diseño de circuitos con puertas lógicas

Contenidos

- **2.1.** Álgebra de Boole
- **2.2.** Simplificación algebraica de funciones lógicas
- **2.3.** Simplificación de funciones lógicas mediante el mapa de Karnaugh
- **2.4.** Diseño de circuitos combinacionales con puertas NAND y NOR
- **2.5.** Diseño de circuitos combinacionales

Con la combinación de varias puertas lógicas se pueden diseñar circuitos que sean capaces de dar respuesta a una necesidad práctica concreta a un sistema de automatización. Una vez obtenida la función de salida con la tabla de la verdad nos encontramos en ocasiones con circuitos que contienen un número demasiado elevado de puertas lógicas. Gracias al álgebra de Boole y a los mapas de Karnaugh que estudiaremos en esta unidad se pueden simplificar los circuitos al mínimo número de elementos, cabiendo la posibilidad, incluso, de llevarlo a cabo con un solo tipo de puerta lógica, como la NAND o la NOR.

Objetivos

- Utilizar el álgebra de Boole para el análisis y la simplificación de una función lógica.
- Simplificar una función lógica mediante el mapa de Karnaugh.
- Diseñar circuitos combinacionales con puertas lógicas.
- Montar y verificar el funcionamiento de un circuito combinacional.

2.1. Álgebra de Boole

El álgebra de Boole es una teoría matemática que nos va a permitir operar con números binarios.

El álgebra de Boole fue desarrollada en 1847 por George Boole, para resolver cuestiones de lógica deductiva, en las cuales se utilizan dos soluciones posibles, «verdadero» o «falso». Más adelante, este álgebra se utilizó para diseñar los circuitos de conmutación de telefonía que utilizaban relés. La llegada de los circuitos digitales hizo que el álgebra de Boole se convirtiese en indispensable para su diseño y análisis.

2.1.1. Postulados

Para explicar los postulados del álgebra de Boole nos vamos a ayudar del circuito eléctrico de contactos equivalentes, tal como se muestra en la Figura 2.1.

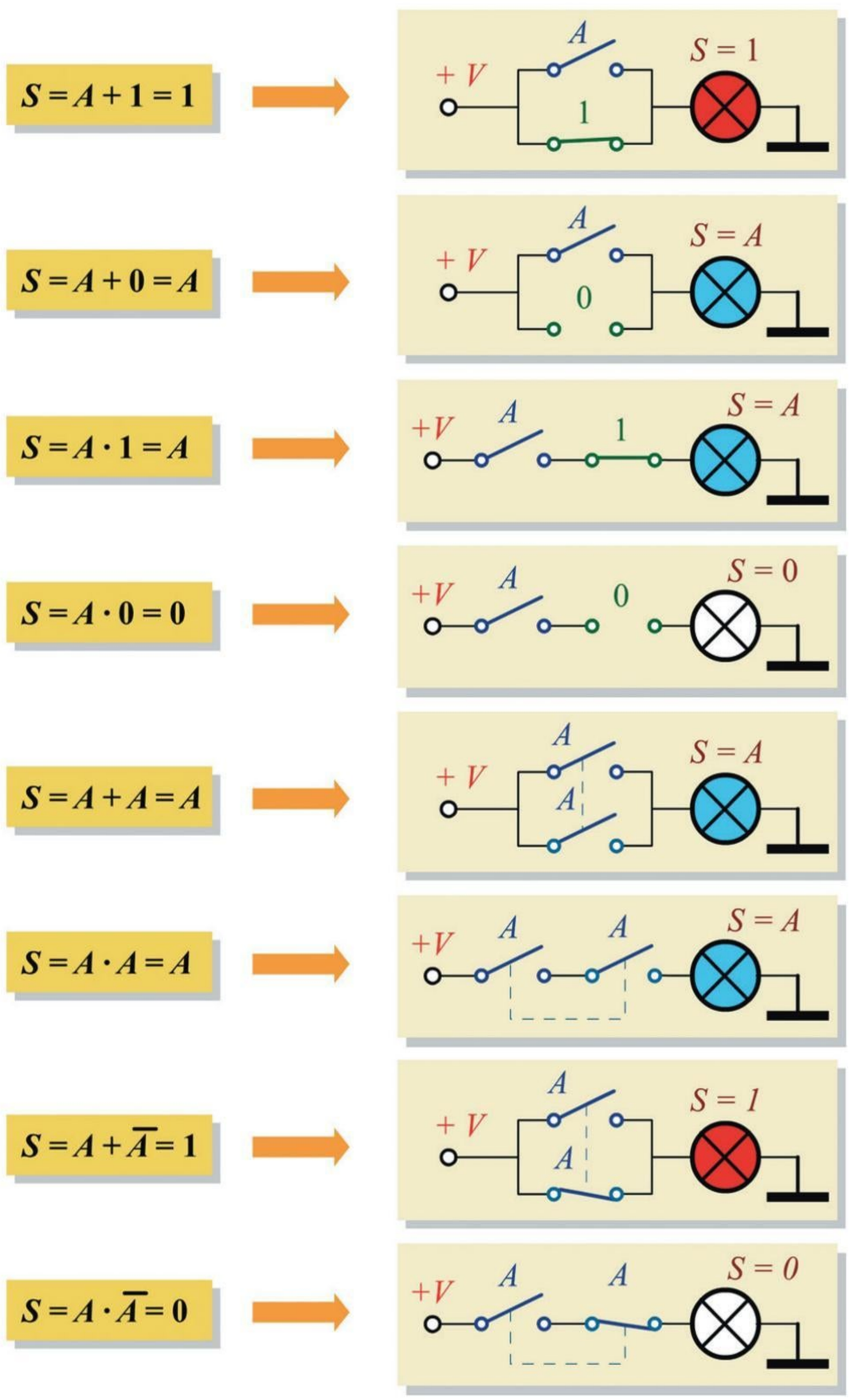


Figura 2.1. Postulados con sus circuitos de contactos equivalentes.

Cuando se invierten los dos términos de una igualdad, esta permanece igual:

$$S = A + B \text{ es igual a } \overline{S} = \overline{A + B}$$

$$S = A \cdot B \text{ es igual a } \overline{S} = \overline{A \cdot B}$$

2.1.2. Propiedades

En el álgebra de Boole se cumplen las siguientes propiedades:

Propiedad conmutativa

$$A + B = B + A$$

$$A \cdot B = B \cdot A$$

Propiedad asociativa

$$A + B + C = A + (B + C) = (A + B) + C$$

$$A \cdot B \cdot C = A \cdot (B \cdot C) = (A \cdot B) \cdot C$$

Propiedad distributiva

$$A \cdot (B + C) = A \cdot B + A \cdot C$$

$$A + (B \cdot C) = (A + B) \cdot (A + C)$$

2.1.3. Teoremas

Seguidamente se enuncian los teoremas más importantes y su demostración.

- Teorema 1

  a) $A + A \cdot B = A$

  Demostración:

  $$A + A \cdot B = A \cdot (1 + B) = A \cdot 1 = A$$

  b) $A \cdot (A + B) = A$

  Demostración:

  $$A \cdot (A + B) = A \cdot A + A \cdot B = A + A \cdot B = A$$

- Teorema 2

  a) $A + \overline{A} \cdot B = A + B$

  Demostración: Dado que el término $B + \overline{B} = 1$, si lo multiplicamos por el término A, la expresión no varía:

  $$S = A + \overline{A}B = A(B + \overline{B}) + \overline{A}B = AB + A\overline{B} + \overline{A}B$$

  Dado que el término $AB = AB + AB$, si ahora sumamos a la expresión anterior un término AB, esta no varía:

  $$S = AB + A\overline{B} + \overline{A}B = AB + A\overline{B} + \overline{A}B + AB$$

© Ediciones Paraninfo

Reagrupando:

$$S = A + B$$

b) $A \cdot (\overline{A} + B) = A + B$

Demostración:

$$A \cdot (\overline{A} + B) = A \cdot \overline{A} + A \cdot B = 0 + A \cdot B = A \cdot B$$

- Teorema 3: **Leyes de Morgan**

Este teorema es de gran utilidad en la simplificación y conversión de funciones:

a) $\overline{A + B + C + \ldots + N} = \overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} \cdot \ldots \cdot \overline{N}$

b) $\overline{A \cdot B \cdot C \cdot \ldots \cdot N} = \overline{A} + \overline{B} + \overline{C} + \ldots + \overline{N}$

2.2. Simplificación algebraica de funciones lógicas

Con la ayuda de los postulados, propiedades y teoremas del álgebra de Boole es posible simplificar una función lógica hasta su mínima expresión, con lo que se consigue construir circuitos lógicos más sencillos y económicos.

Actividad resuelta 2.1

Simplifica la siguiente función y realiza los diagramas lógicos antes y después de la simplificación:

a) $S = A \cdot (A \cdot B + C)$

El diagrama lógico de la función sin simplificar sería el de la Figura 2.2.

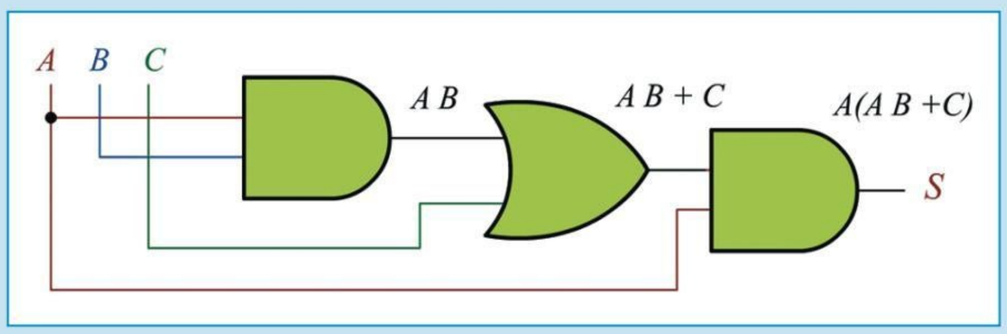


Figura 2.2. Diagrama lógico sin simplificar.

Solución:

$$S = A \cdot (A \cdot B + C) = A \cdot A \cdot B + A \cdot C = (A \cdot A) \cdot B + A \cdot C$$

Como $A \cdot A = A$, tenemos que:

$$S = A \cdot B + A \cdot C = A \cdot (B + C)$$

El diagrama lógico de la función simplificada es el de la Figura 2.3.

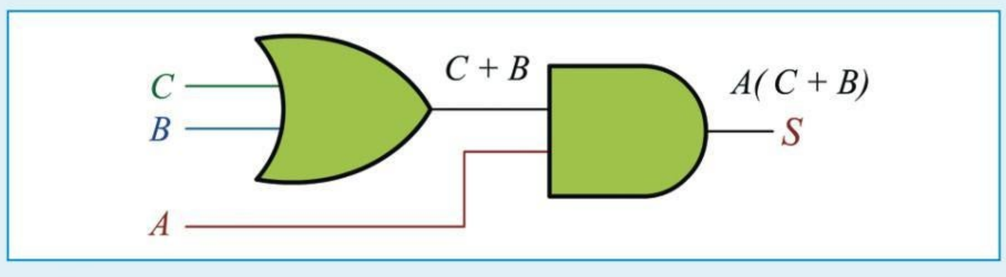


Figura 2.3. Diagrama lógico simplificado.

b) $S = A + \overline{A}B$

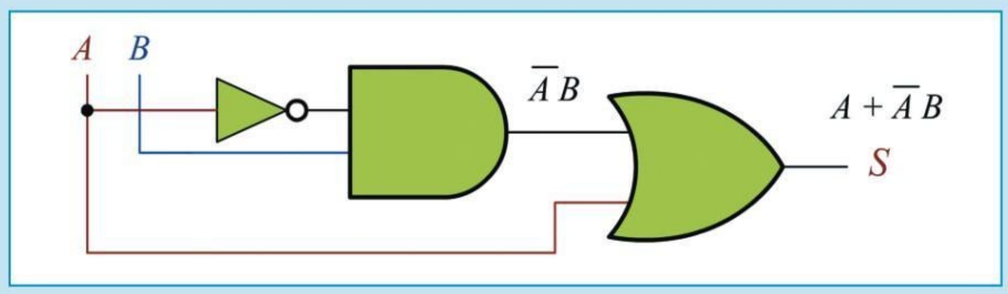


Figura 2.4. Diagrama lógico sin simplificar.

Solución:

Según el teorema 2.º:

$$A + \overline{A} \cdot B = A + B$$

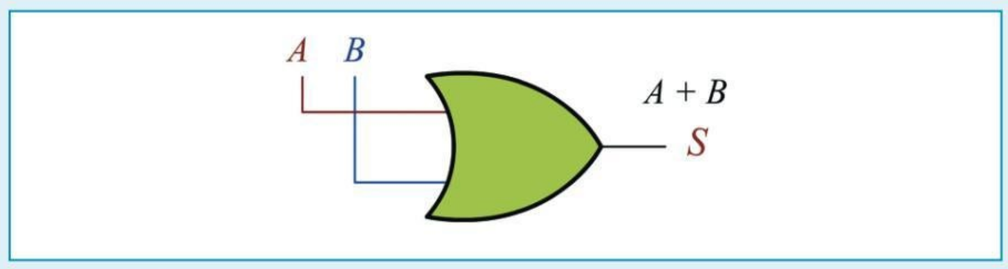


Figura 2.5. Diagrama lógico simplificado.

Actividad propuesta 2.1

Comprueba si la simplificación de las siguientes funciones es correcta y realiza los diagramas lógicos antes y después de simplificar.

a) $\overline{A}B + AB + B\overline{A} = B$

b) $\overline{A}(BC + AB + B\overline{A}) = \overline{A}B$

c) $ABC + CAB + AB + A = A$

d) $AB\overline{C} + A\overline{B}\,\overline{C} + A\overline{B}C + A\overline{B} + C = A + C$

La solución a esta Actividad propuesta la puedes encontrar dentro del MATERIAL WEB elaborado para este texto.

Actividad resuelta 2.2

Simplifica la siguiente función y realiza los diagramas lógicos antes y después de la simplificación. Escribe la tabla de la verdad de la función una vez simplificada:

$$S = \overline{\overline{A} + \overline{AB} + BC + \overline{A}}$$

El diagrama lógico de la función sin simplificar sería el de la Figura 2.6.

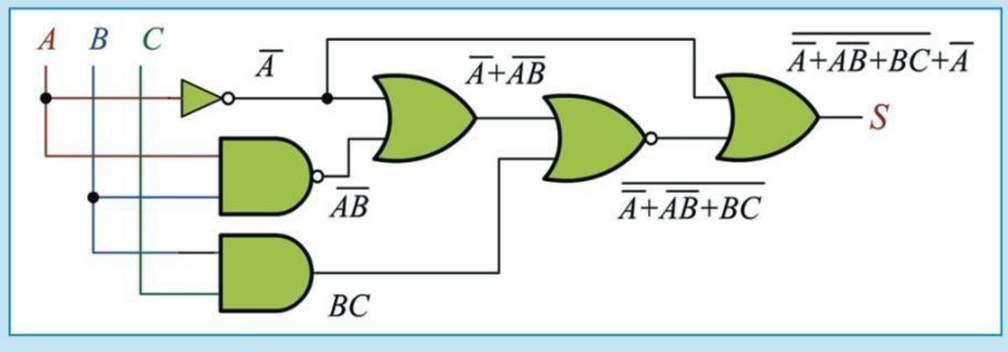


Figura 2.6. Diagrama lógico sin simplificar.

© Ediciones Paraninfo

Solución:

Aplicamos las leyes de Morgan al primer sumando:

$$S = A \cdot (AB) \cdot (\overline{BC}) + \overline{A}$$

Ahora aplicamos las leyes de Morgan al término $(\overline{BC})$:

$$S = A(AB)(\overline{B} + \overline{C}) + \overline{A}$$

$$S = AAB(\overline{B} + \overline{C}) + \overline{A}$$

Dado que $A \cdot A = A$:

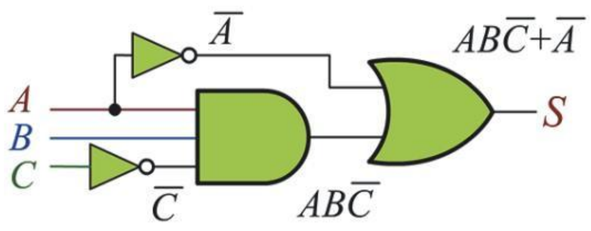
$$S = AB(\overline{B} + \overline{C}) + \overline{A} = AB\overline{B} + AB\overline{C} + \overline{A}$$

Como:

$$B \cdot \overline{B} = 0$$

$$S = AB\overline{C} + \overline{A}$$

En la Figura 2.7 se muestra el diagrama lógico simplificado.



A B C	S
0 0 0	1
0 0 1	1
0 1 0	1
0 1 1	1
1 0 0	0
1 0 1	0
1 1 0	1
1 1 1	0

Figura 2.7. Diagrama lógico simplificado.

2.3. Simplificación de funciones lógicas mediante el mapa de Karnaugh

Dado que la simplificación por el método algebraico resulta largo, complejo y poco sistemático se han ideado otros métodos de simplificación más sencillos como el de Karnaugh. Este método es bastante sencillo, sobre todo si lo aplicamos para 2, 3 o 4 variables de entrada.

El mapa está formado por una tabla de 2^n celdas, siendo n el número de variables que posea la función a simplificar.

2.3.1. Mapa de Karnaugh para dos variables

Para dos variables dibujaremos una tabla con $2^2 = 4$ celdas, donde se escribirá el resultado de la función canónica o los términos de la tabla de la verdad que den como resultado un «1» lógico en su salida.

En la Figura 2.8 se muestra la ubicación de cada uno de los términos en las celdas de un mapa de Karnaugh para dos variables.

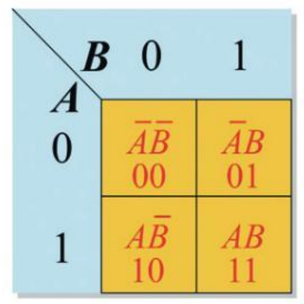


Figura 2.8. Mapa de Karnaugh para dos variables.

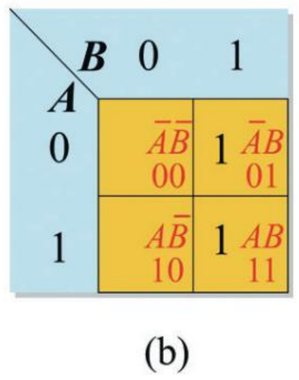
Así, por ejemplo, para la siguiente función, la tabla de la verdad y el mapa de Karnaugh serían los que se representan en la Figura 2.9.

$$S = AB + \overline{A}B$$

En el mapa se escriben solamente el «1» lógico de cada uno de los términos de la función de salida en la celda correspondiente del mapa de Karnaugh.

A	B	S
0	0	0
0	1	1
1	0	0
1	1	1

(a)



(b)

Figura 2.9. (a) Tabla de la verdad. (b) Mapa de Karnaugh para dos variables.

El método de simplificación consiste en agrupar los «1» adyacentes de dos en dos y en sentido horizontal o vertical.

Para una función de dos variables si se consiguen dos «1» adyacentes se puede eliminar una de las variables. Para cuatro «1» adyacentes, el valor de la función es siempre 1.

La variable que se mantiene es aquella que no cambia de valor en la agrupación de unos adyacentes, eliminándose la que cambia.

En nuestro ejemplo de la Figura 2.9, la variable que no cambia de valor es la B ya que en las dos celdas adyacentes con «1» su valor siempre es 1, sin embargo la variable A, toma el valor 0 en una celda y 1 en la otra, por lo que la simplificación de la función queda así (Figura 2.10):

$$S = B$$

con «1» su valor siempre es 1, sin embargo la variable A, toma el valor 0 en una celda y 1 en la otra, por lo que la simplificación de la función queda así (Figura 2.10):

$$S = B$$

© Ediciones Paraninfo

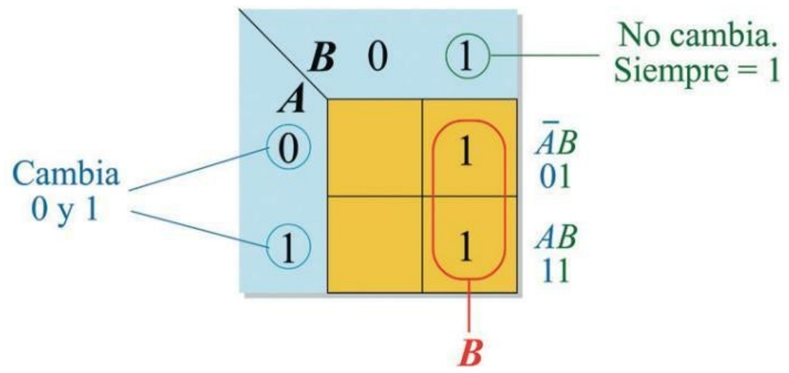


Figura 2.10. Simplificación con mapa de Karnaugh.

Actividad resuelta 2.3

Escribe la tabla de la verdad y simplifica la siguiente función de salida:

$$S = A\overline{B} + AB + \overline{A}B$$

Solución:

Figura 2.11.

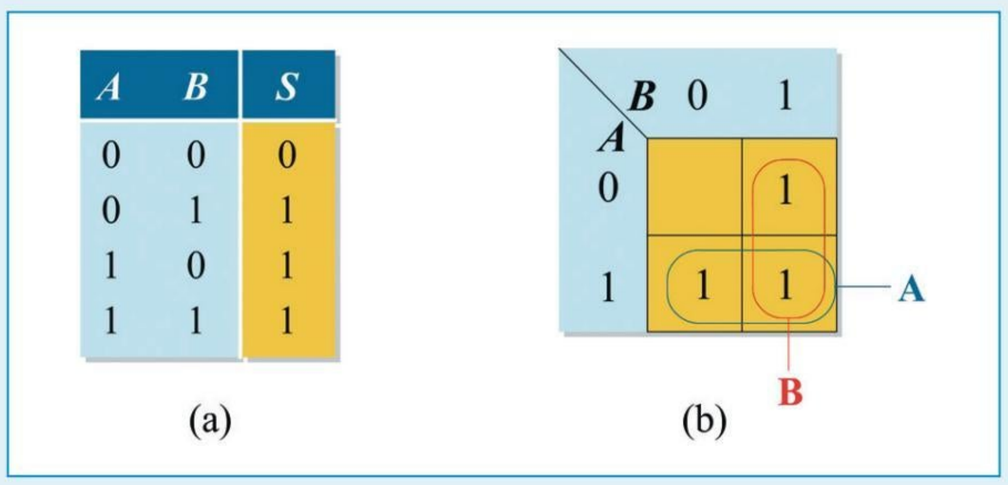


Figura 2.11. (a) Tabla de la verdad. (b) Mapa de Karnaugh.

La función simplificada quedaría así:

$$S = A + B$$

2.3.2. Mapa de Karnaugh para tres variables

Para una función de tres variables si se consigue:

- Dos «1» adyacentes se puede eliminar una de las variables.
- Cuatro «1» adyacentes se puede eliminar dos de las variables.
- Ocho «1» adyacentes el valor de la función es siempre 1.

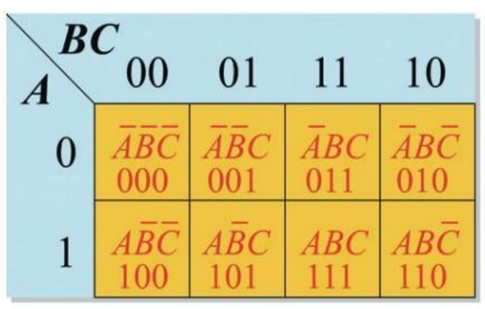


Figura 2.12. Mapa de Karnaugh para tres variables.

Así, por ejemplo, para la siguiente función, la tabla de la verdad y el mapa de Karnaugh sería el que se representa en la Figura 2.13.

$$S = \overline{A}\,\overline{B}\,\overline{C} + \overline{A}\,\overline{B}C + \overline{A}BC + \overline{A}B\overline{C} + AB\overline{C}$$

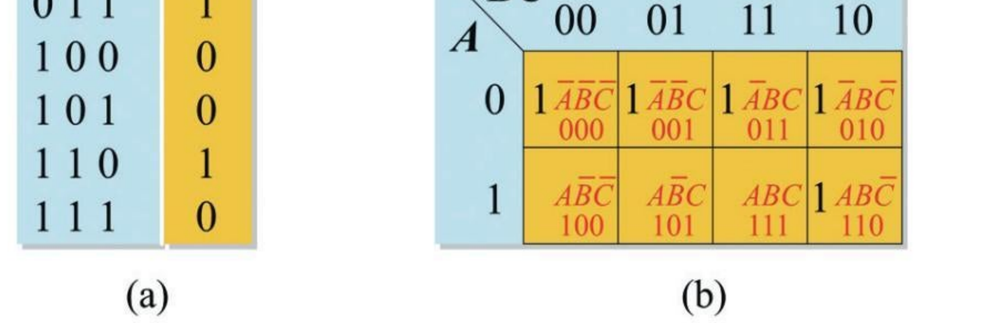


Figura 2.13. (a) Tabla de la verdad. (b) Mapa de Karnaugh para tres variables.

Recuerda que la variable que se mantiene es aquella que no cambia de valor en la agrupación de unos adyacentes, eliminándose la que cambia.

La simplificación de la función es la que se muestra en la Figura 2.14.

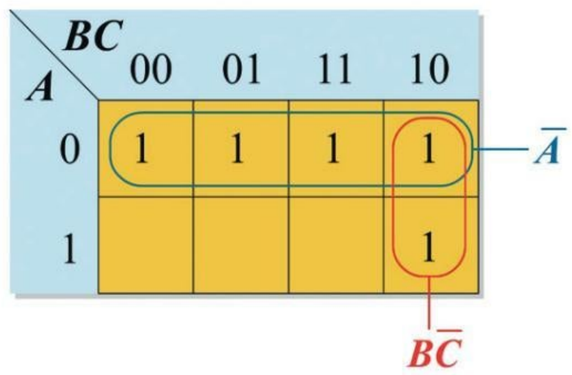


Figura 2.14. Simplificación con mapa de Karnaugh.

La función simplificada queda así:

$$S = \overline{A} + B\overline{C}$$

Actividad resuelta 2.4

Escribe la tabla de la verdad y simplifica la siguiente función de salida:

$$S = \overline{A}\,\overline{B}\,\overline{C} + \overline{A}\,\overline{B}C + A\overline{B}\,\overline{C} + A\overline{B}C$$

Solución:

Figura 2.15.

La función simplificada quedaría así:

$$S = \overline{B}$$

© Ediciones Paraninfo

A B C	S
0 0 0	1
0 0 1	1
0 1 0	0
0 1 1	0
1 0 0	1
1 0 1	1
1 1 0	0
1 1 1	0

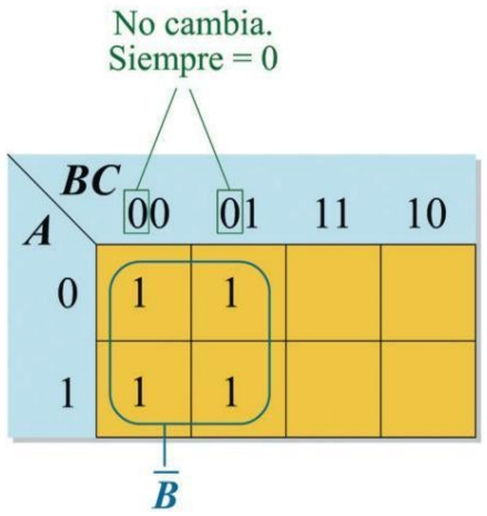


Figura 2.15. Tabla de la verdad y mapa de Karnaugh.

Actividad resuelta 2.5

Escribe la tabla de la verdad y simplifica la siguiente función lógica:

$$S = \overline{A}\,\overline{B}\,\overline{C} + \overline{A}\,\overline{B}C + \overline{A}B\overline{C} + A\overline{B}\,\overline{C} + A\overline{B}C + AB\overline{C} + ABC$$

Solución:

Figura 2.16

A B C	S
0 0 0	1
0 0 1	1
0 1 0	1
0 1 1	0
1 0 0	1
1 0 1	1
1 1 0	1
1 1 1	1

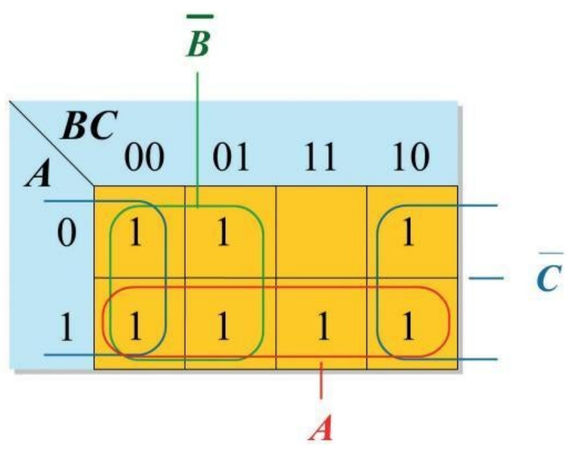


Figura 2.16. Tabla de la verdad y mapa de Karnaugh.

La función simplificada queda así:

$$S = A + \overline{B} + \overline{C}$$

2.3.3. Mapa de Karnaugh para cuatro variables

Para una función de cuatro variables si se consigue:

- Dos «1» adyacentes se puede eliminar una de las variables.
- Cuatro «1» adyacentes se puede eliminar dos de las variables.
- Ocho «1» adyacentes se puede eliminar tres de las variables.
- 16 «1» adyacentes el valor de la función es siempre 1.

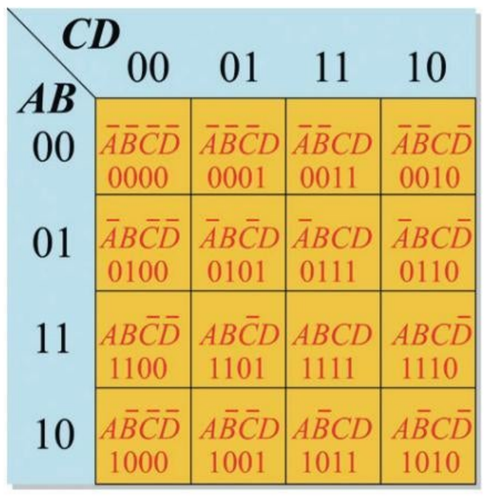


Figura 2.17. Mapa de Karnaugh para cuatro variables.

Así, por ejemplo, para la siguiente función, la tabla de la verdad y el mapa de Karnaugh sería el que se representa en la Figura 2.18.

$$S = \overline{A}\,\overline{B}\,\overline{C}D + \overline{A}\,\overline{B}C\overline{D} + \overline{A}B\overline{C}D + \overline{A}BCD + ABCD + A\overline{B}\,\overline{C}\,\overline{D} + A\overline{B}\,\overline{C}D + A\overline{B}C\overline{D} + A\overline{B}CD$$

La función simplificada queda así:

$$S = \overline{A}D + A\overline{B}C + CD$$

A B C D	S
0 0 0 0	0
0 0 0 1	1
0 0 1 0	0
0 0 1 1	1
0 1 0 0	0
0 1 0 1	1
0 1 1 0	0
0 1 1 1	1
1 0 0 0	0
1 0 0 1	0
1 0 1 0	1
1 0 1 1	1
1 1 0 0	0
1 1 0 1	0
1 1 1 0	0
1 1 1 1	1

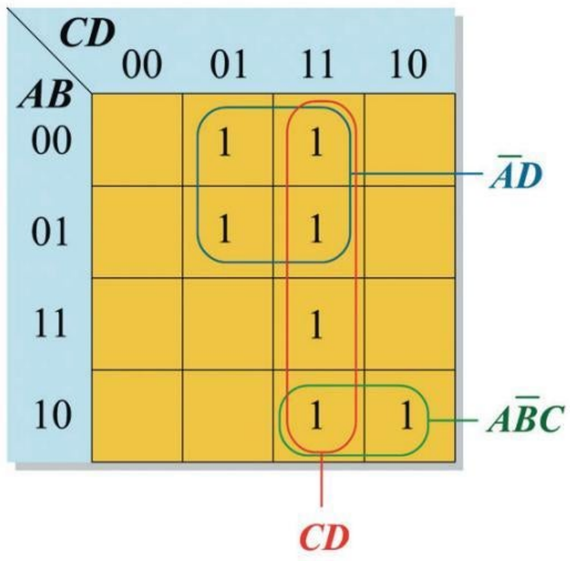


Figura 2.18. Tabla de la verdad y mapa de Karnaugh.

Actividad resuelta 2.6

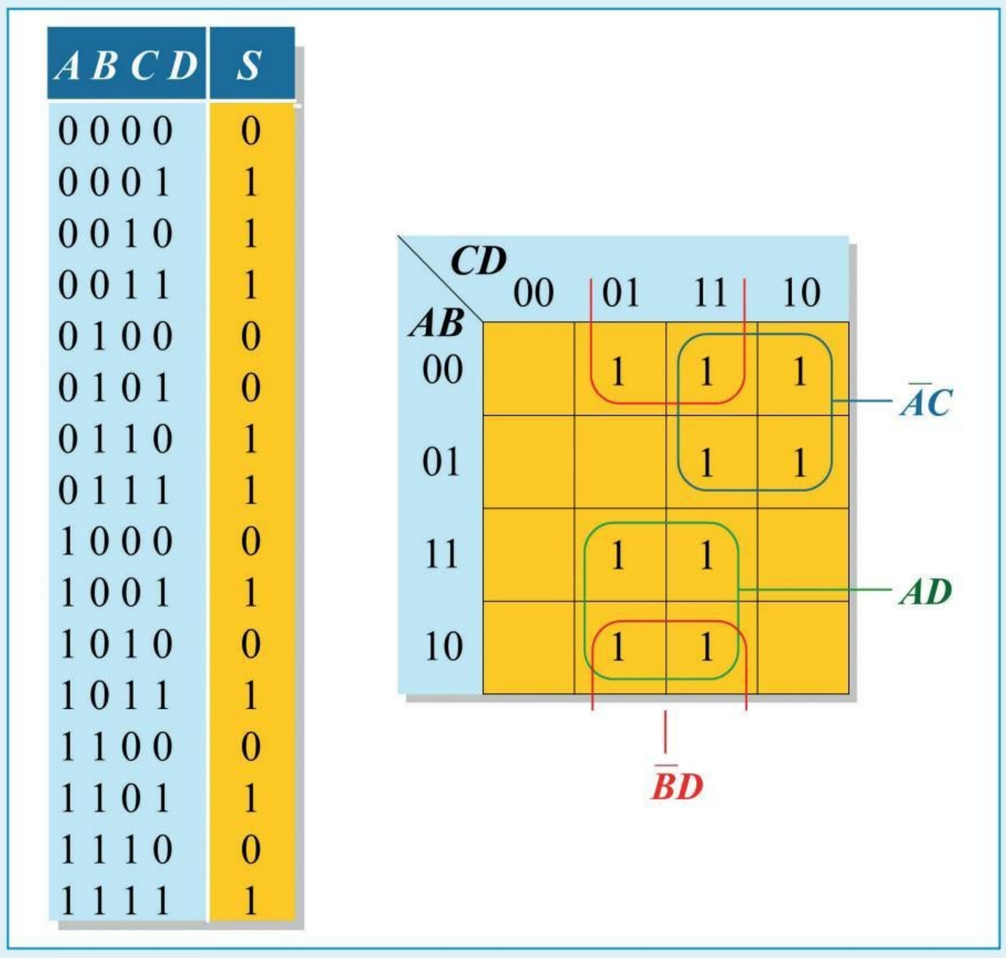
Escribe la tabla de la verdad y simplifica la siguiente función de salida:

$$S = \overline{A}\,\overline{B}\,\overline{C}D + \overline{A}\,\overline{B}C\overline{D} + \overline{A}\,\overline{B}CD + \overline{A}BCD + \overline{A}BC\overline{D} + A\overline{B}\,\overline{C}\,\overline{D} + A\overline{B}\,\overline{C}D + AB\overline{C}\,\overline{D} + ABCD$$

Solución:

Figura 2.19.

© Ediciones Paraninfo



A B C D	S
0 0 0 0	0
0 0 0 1	1
0 0 1 0	1
0 0 1 1	1
0 1 0 0	0
0 1 0 1	0
0 1 1 0	1
0 1 1 1	1
1 0 0 0	0
1 0 0 1	1
1 0 1 0	0
1 0 1 1	1
1 1 0 0	0
1 1 0 1	1
1 1 1 0	0
1 1 1 1	1

Figura 2.19. Tabla de la verdad y mapa de Karnaugh.

La función simplificada quedaría así:

$$S = \overline{A}C + AD + \overline{B}D$$

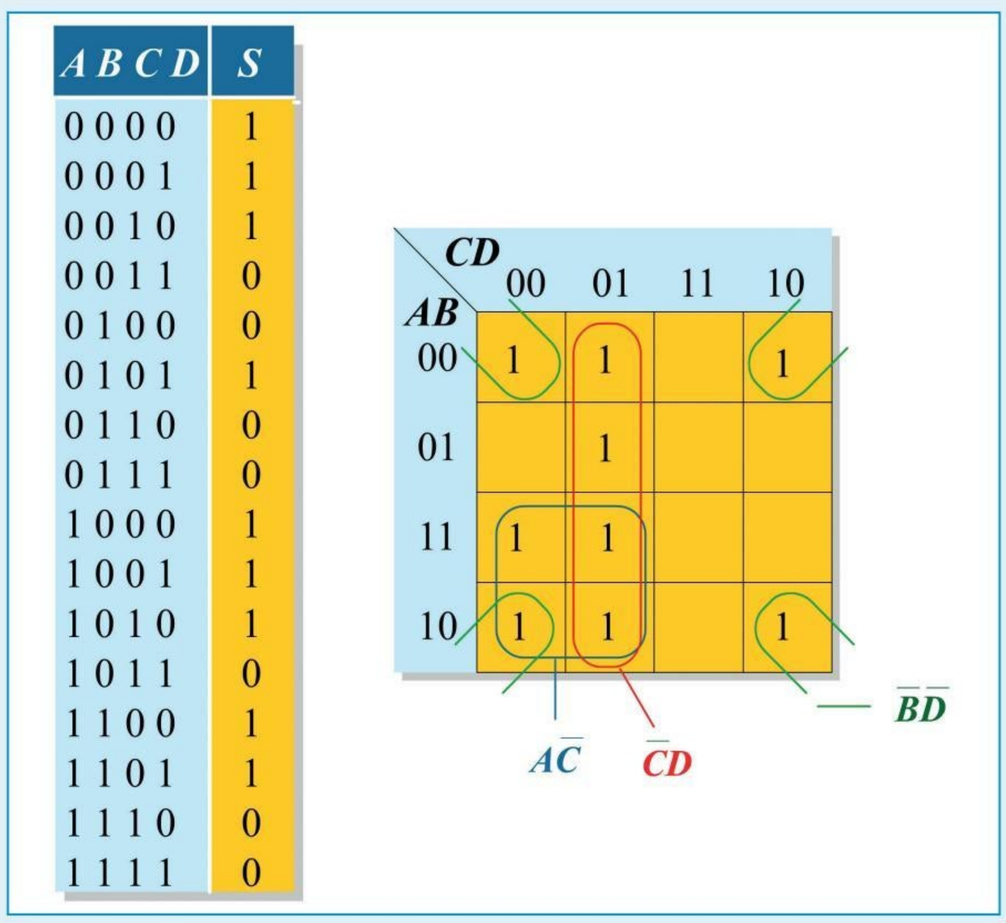
Actividad resuelta 2.7

Escribe la tabla de la verdad y simplifica la siguiente función lógica:

$$S = \overline{A}\,\overline{B}\,\overline{C}\,\overline{D} + \overline{A}\,\overline{B}\,\overline{C}D + \overline{A}\,\overline{B}C\overline{D} + \overline{A}B\overline{C}D + A\overline{B}\,\overline{C}\,\overline{D} + A\overline{B}\,\overline{C}D + A\overline{B}C\overline{D} + AB\overline{C}\,\overline{D} + AB\overline{C}D$$

Solución:

Figura 2.20



A B C D	S
0 0 0 0	1
0 0 0 1	1
0 0 1 0	1
0 0 1 1	0
0 1 0 0	0
0 1 0 1	1
0 1 1 0	0
0 1 1 1	0
1 0 0 0	1
1 0 0 1	1
1 0 1 0	1
1 0 1 1	0
1 1 0 0	1
1 1 0 1	1
1 1 1 0	0
1 1 1 1	0

Figura 2.20. Tabla de la verdad y mapa de Karnaugh.

La función simplificada queda así:

$$S = A\overline{C} + \overline{C}D + \overline{B}\,\overline{D}$$

Actividad propuesta 2.2

Realiza la tabla de la verdad y simplifica las siguientes funciones:

a) $S = \overline{A}B\overline{C} + A\overline{B}C + A\overline{B}\,\overline{C} + ABC$

b) $S = A\overline{B}\,\overline{C}D + A\overline{B}C\overline{D} + \overline{A}\,\overline{B}CD + \overline{A}B\overline{C}D + + \overline{A}\overline{B}C\overline{D} + A\overline{B}\,\overline{C}D + A\overline{B}CD + ABC\overline{D} + ABCD$

La solución a esta Actividad propuesta la puedes encontrar dentro del MATERIAL WEB elaborado para este texto.

2.4. Diseño de circuitos combinacionales con puertas NAND y NOR

En la práctica resulta muy útil el utilizar en nuestros diseños lógicos solamente un tipo de puerta, como por ejemplo la NAND o la NOR. Aunque esta acción aumente el número de puertas utilizadas tiene sus ventajas, ya que podemos aprovechar todas las puertas que vienen integradas en el chip y no será necesario disponer de todos los tipos de puertas para realizar un diseño.

Para las conversiones se utilizan las leyes de Morgan. En la Figura 2.21 se muestra, como ejemplo, las equivalencias de las puertas NAND.

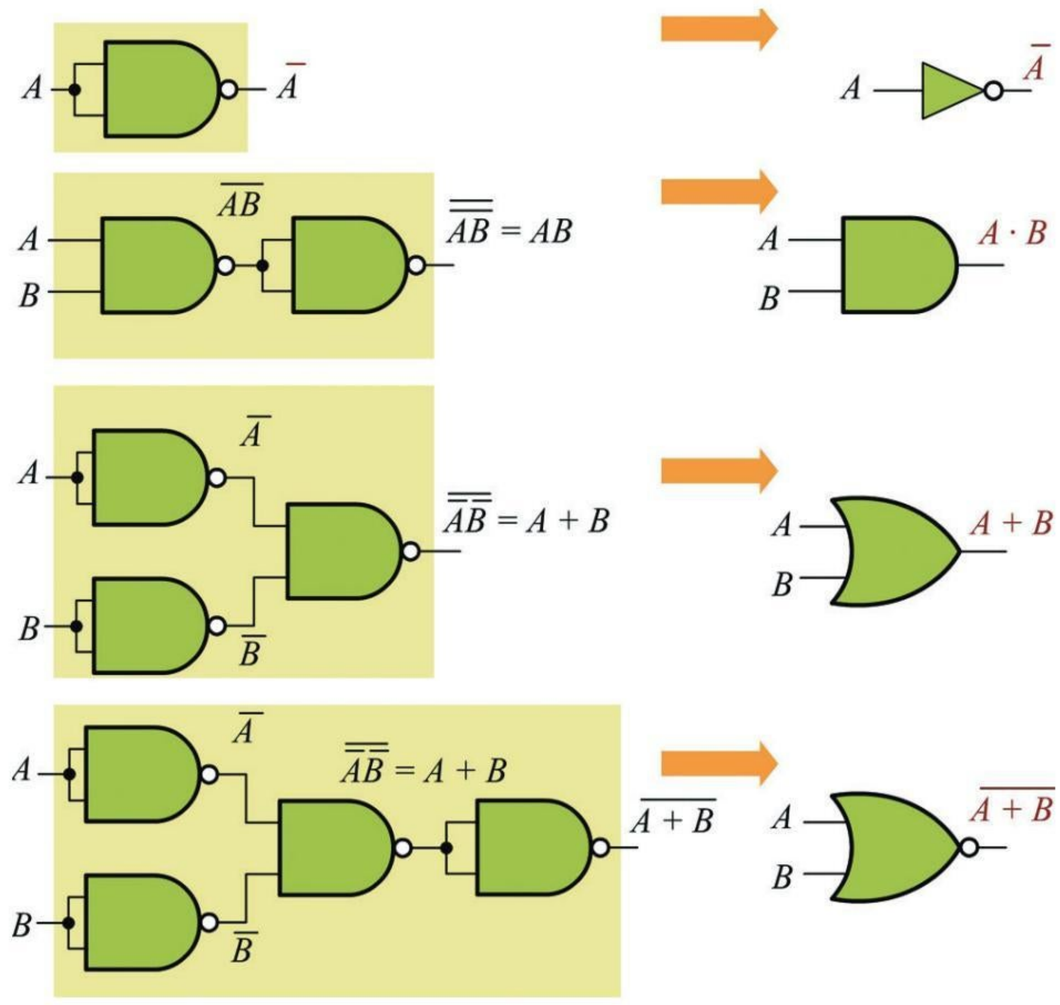


Figura 2.21. Equivalencias de diferentes funciones lógicas con puertas NAND.

© Ediciones Paraninfo

Actividad resuelta 2.8

Diseña el circuito lógico de la Figura 2.22 mediante solo puertas NAND.

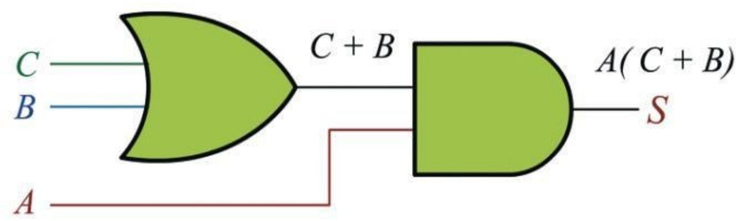


Figura 2.22.

Solución:

Aplicando las leyes de Morgan u observando las equivalencias de la Figura 2.21 llegamos al diagrama de la Figura 2.23.

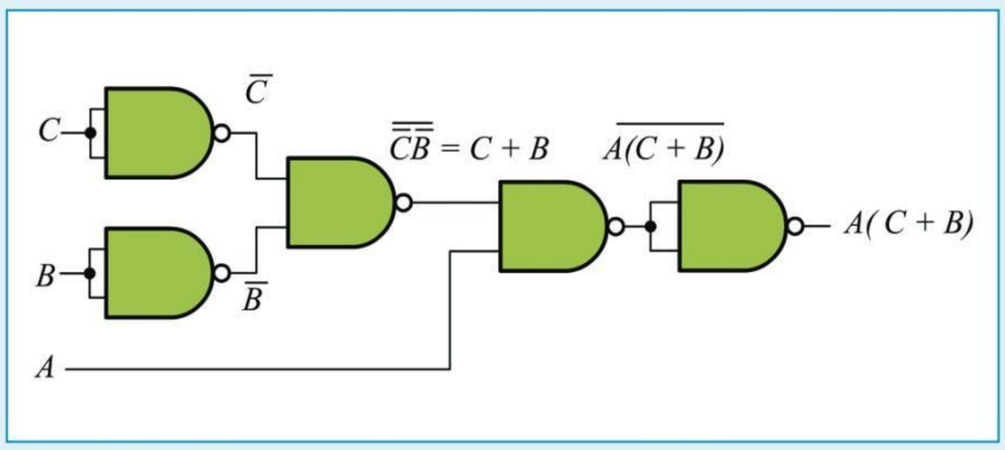


Figura 2.23. Diagrama lógico con puertas NAND.

Actividad resuelta 2.9

Convierte la siguiente función lógica para poder ser construida solo con puertas NAND de dos entradas:

$$S = A\overline{C} + B\overline{D}$$

Solución:

Si negamos dos veces a toda la función, esta no cambia su valor:

$$S = \overline{\overline{A\overline{C}} + \overline{B\overline{D}}}$$

Al aplicar el teorema de Morgan, una de las negaciones de sumandos de la función se puede convertir en productos negados:

$$S = \overline{\overline{A\overline{C}} \cdot \overline{B\overline{D}}}$$

El diagrama lógico correspondiente con puertas NAND es el que se muestra en la Figura 2.24.

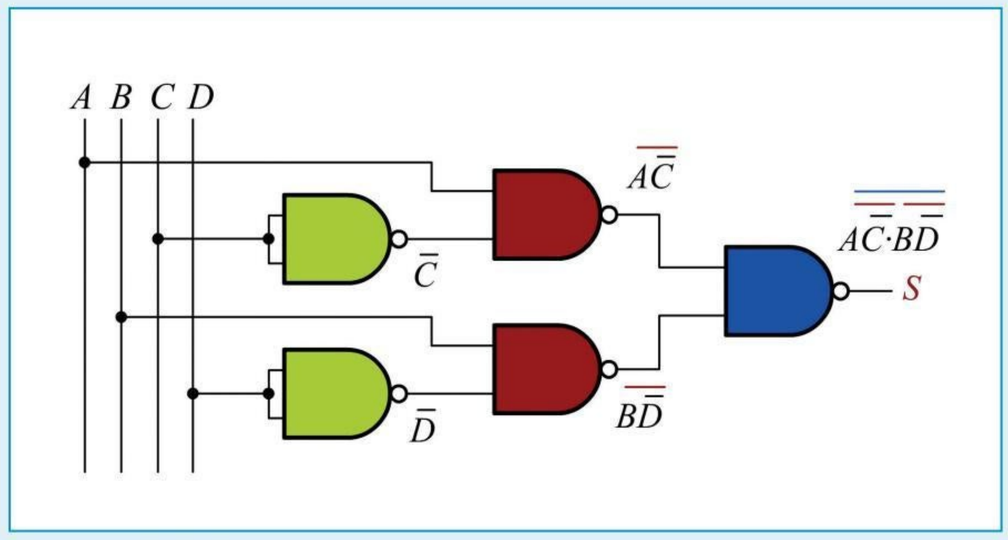


Figura 2.24. Diagrama lógico con puertas NAND.

Actividad resuelta 2.10

Convierte la siguiente función lógica a puertas NAND de dos entradas:

$$S = ABCD + ABC\overline{D}$$

Solución:

Primero negamos dos veces a toda la función y aplicamos el teorema de Morgan.

$$S = \overline{\overline{ABCD} \cdot \overline{ABC\overline{D}}}$$

Para implementar esta función necesitaríamos puertas NAND de cuatro entradas, que podremos convertir en NAND de dos entradas haciendo una doble negación de dos en cada dos de los términos:

$$S = \overline{\overline{ABCD} \cdot \overline{ABC\overline{D}}}$$

El diagrama lógico correspondiente con puertas NAND es el que se muestra en la Figura 2.25.

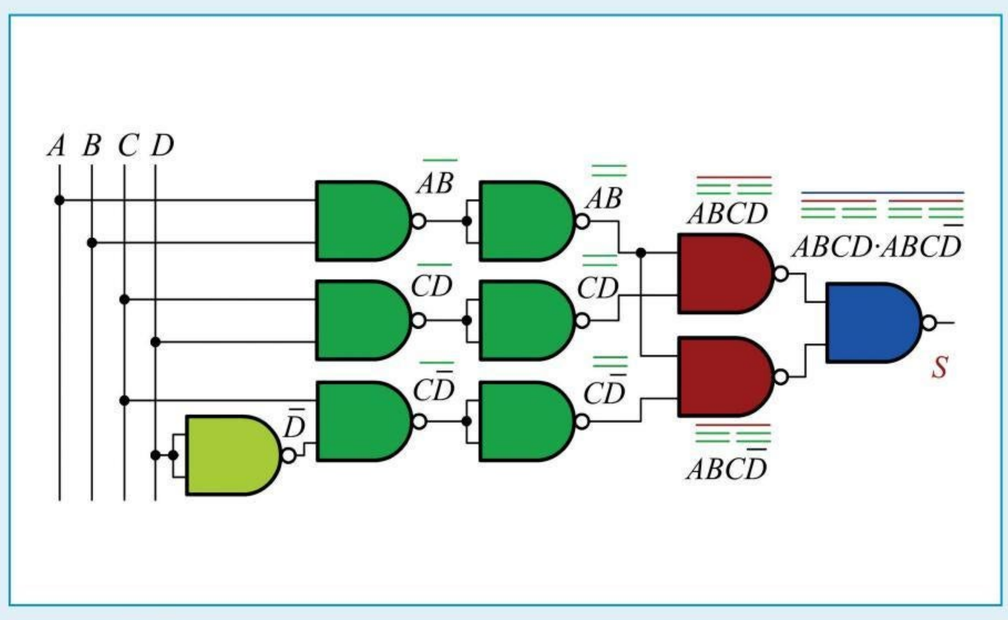


Figura 2.25. Diagrama lógico con puertas NAND.

© Ediciones Paraninfo

2.5. Diseño de circuitos combinacionales

El diseño de un circuito combinacional con puertas lógicas que dé solución a un determinado caso práctico constaría de las siguientes fases:

a) Enunciado del problema.

b) Escribir la tabla de la verdad a partir del enunciado.

c) Obtención de la función que se corresponda con la salida que dé como resultado un «1» lógico.

d) Simplificación de la función.

e) Conversión de las funciones, si conviene, para el uso exclusivo de puertas NAND o NOR.

f) Realización del diagrama lógico con puertas.

g) Selección de los circuitos integrados.

h) Montaje práctico del circuito.

A continuación vamos a llevar a cabo el diseño de un sistema de alarma que nos sirva como ejemplo del procedimiento a seguir.

Se dispone de una alarma (S) y de tres sensores A, B y C para su activación (Figura 2.26).

Figura 2.26. Sistema de alarma con tres sensores.

Seguidamente vamos a diseñar un circuito combinacional, de tal forma que la señal de alarma (S) se active cuando se cumplan las siguientes condiciones:

- El sensor A desactivado, el B activado y el C en cualquier posición.
- Los sensores A y B desactivados y el C activado.
- Todos los sensores activados.

Resolución:

a) La tabla de la verdad para que se cumplan las condiciones del enunciado es la de la Figura 2.27.

b) La función lógica en forma canónica para $S = 1$, será:

$$S = \overline{A}\,\overline{B}C + \overline{A}B\overline{C} + \overline{A}BC + ABC$$

c) Simplificamos la función con el mapa de Karnaugh de la Figura 2.28.

$A\ B\ C$	S
0 0 0	0
0 0 1	1
0 1 0	1
0 1 1	1
1 0 0	0
1 0 1	0
1 1 0	0
1 1 1	1

Figura 2.27. Tabla de la verdad.

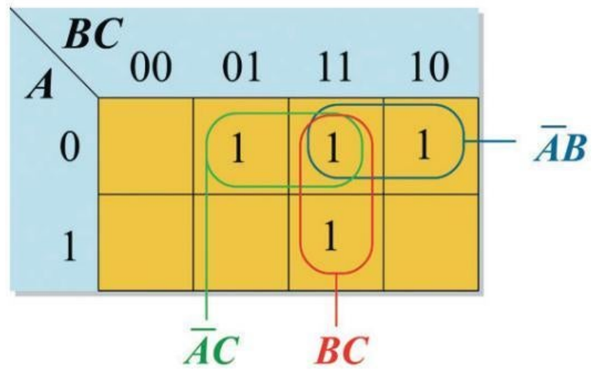


Figura 2.28. Mapa de Karnaugh.

La función simplificada queda así:

$$S = \overline{A}B + \overline{A}C + BC$$

d) Para esta función el diagrama lógico es el que se presenta en la Figura 2.29.

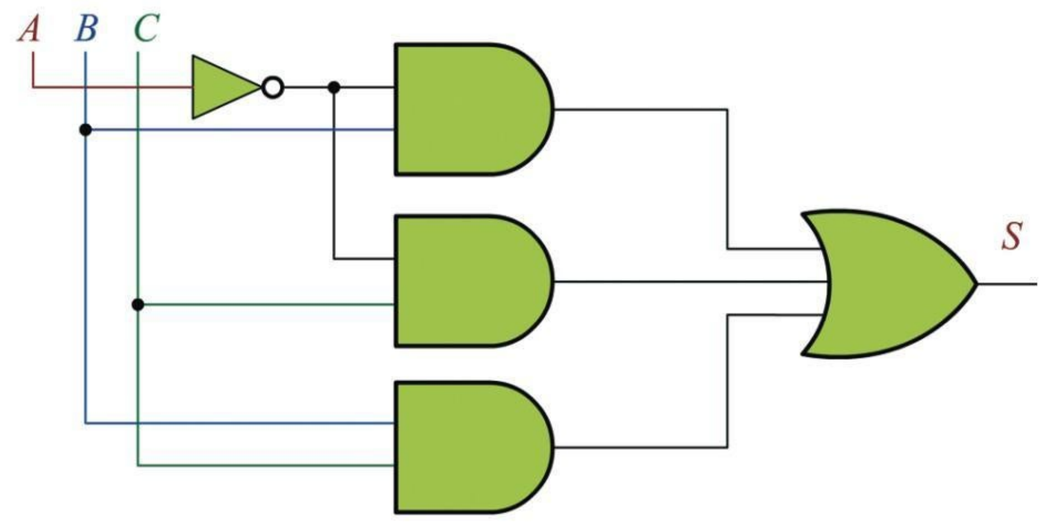


Figura 2.29. Diagrama lógico de la función simplificada.

e) Vamos a convertir el circuito para utilizar solo puertas NAND. Para ello aplicamos el teorema de Morgan a la función simplificada.

$$S = \overline{\overline{A}B + \overline{A}C + BC} = \overline{\overline{A}B \cdot \overline{A}C \cdot \overline{BC}}$$

Esta función se puede construir ya con puertas lógicas NAND. El inconveniente es que necesitamos mezclar una puerta NAND de tres entradas con puertas NAND de dos entradas.

Si queremos utilizar solamente puertas NAND de dos entradas será necesario volver a aplicar el teorema de Morgan.

$$S = \overline{\overline{\overline{A}B \cdot \overline{A}C \cdot \overline{BC}}}$$

© Ediciones Paraninfo

El diagrama lógico correspondiente con puertas NAND es el que se muestra en la Figura 2.30.

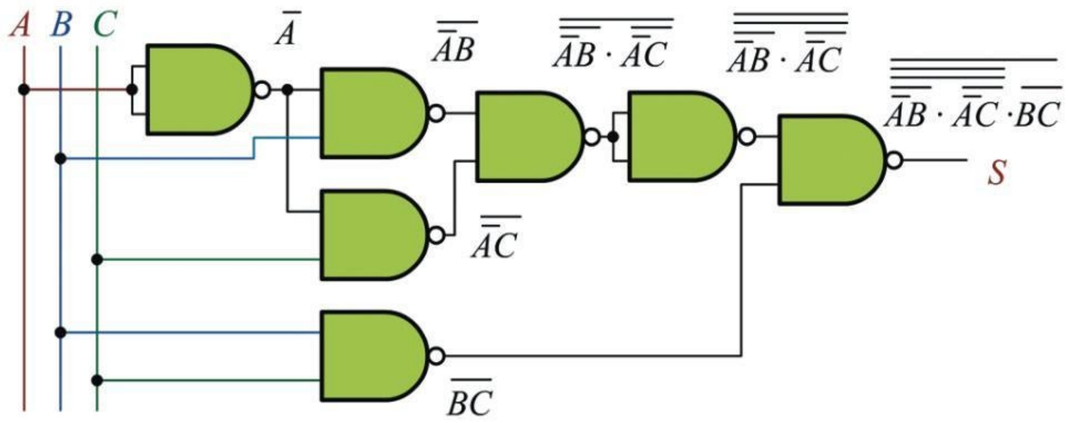


Figura 2.30. Diagrama lógico con puertas NAND.

f) Para el montaje práctico de este circuito necesitamos 7 puertas NAND de dos entradas, para lo que se puede utilizar dos circuitos integrados 74HCT00 que contienen 4 puertas NAND cada uno (Figura 2.31).

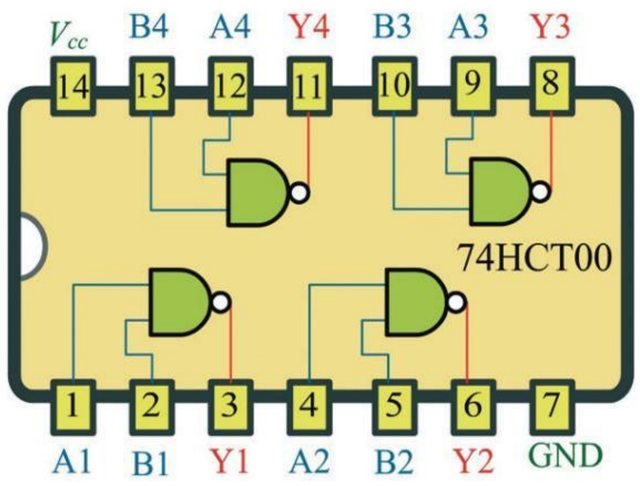


Figura 2.31. CI 74HCT00 con cuatro puertas NAND.

Actividad resuelta 2.11

Se desea diseñar un sistema automático de detección y extinción de incendios para un cuarto de contadores (Figura 2.32). Para ello se dispone de un extintor de gases inertes que se activa mediante una electroválvula. Para la detección automática de incendios se dispone de un detector de humos (sensor A) y de un detector de llama por infrarrojos (sensor B).

La apertura del extintor se producirá en el caso de que cualquiera de estos dos sensores se active. Además, se añade un pulsador (C) en el exterior del cuarto de contadores para tener la posibilidad de producir la activación del extintor de forma manual.

Por razones de seguridad, solo será posible la activación del extintor si la puerta del cuarto está cerrada (sensor D, que con la puerta cerrada emite un 1 lógico). Además, se añade una alarma que se activará en caso de detección automática de humos o de llama, este abierta o cerrada la puerta.

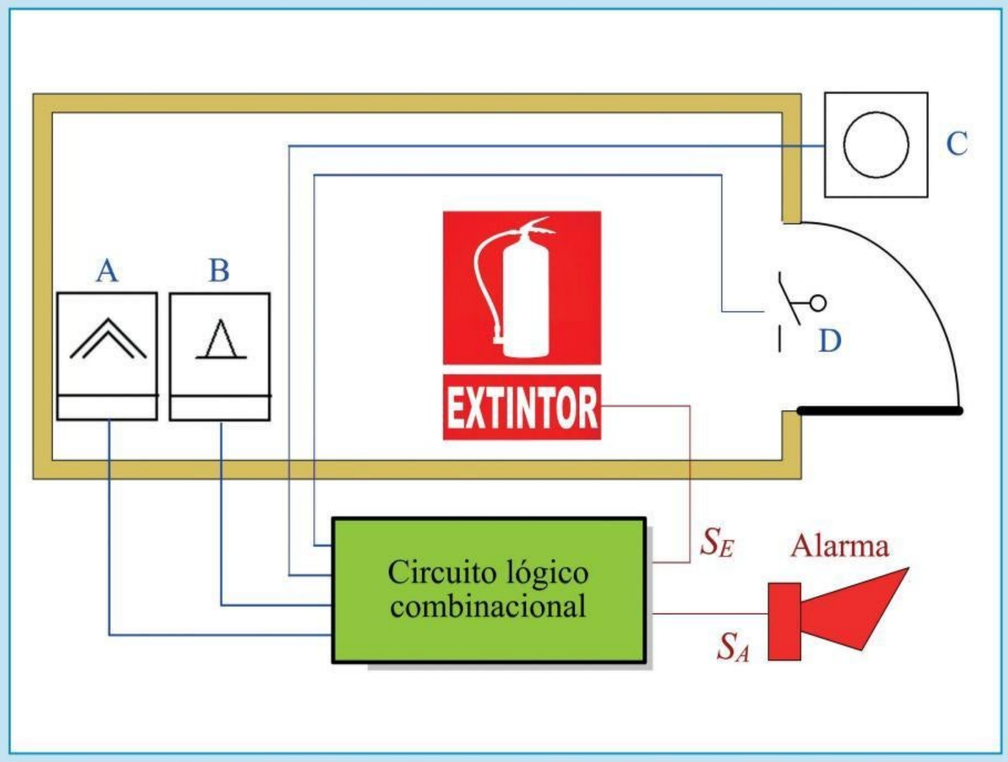


Figura 2.32. Sistema automático de extinción de incendios.

Solución:

a) Escribimos la tabla de la verdad, tanto para la salida de extintor (S_E), como para la de la alarma (S_A):

A B C D	S_E	S_A
0 0 0 0	0	0
0 0 0 1	0	0
0 0 1 0	0	0
0 0 1 1	1	0
0 1 0 0	0	1
0 1 0 1	1	1
0 1 1 0	0	1
0 1 1 1	1	1
1 0 0 0	0	1
1 0 0 1	1	1
1 0 1 0	0	1
1 0 1 1	1	1
1 1 0 0	0	1
1 1 0 1	1	1
1 1 1 0	0	1
1 1 1 1	1	1

Figura 2.33. Tabla de la verdad.

b) Escribimos las dos funciones lógicas obtenidas con salida igual a 1:

$$S_E = \overline{A}\,\overline{B}CD + \overline{A}B\overline{C}D + \overline{A}BCD + A\overline{B}\,\overline{C}D + A\overline{B}CD + AB\overline{C}D + ABCD$$

$$S_A = \overline{A}B\overline{C}\,\overline{D} + \overline{A}B\overline{C}D + \overline{A}BC\overline{D} + \overline{A}BCD + A\overline{B}\,\overline{C}\,\overline{D} + A\overline{B}\,\overline{C}D + A\overline{B}C\overline{D} + A\overline{B}CD + AB\overline{C}\,\overline{D} + AB\overline{C}D + ABC\overline{D} + ABCD$$

c) Simplificamos las dos funciones lógicas con los mapas de Karnaugh de la Figura 2.34.

© Ediciones Paraninfo

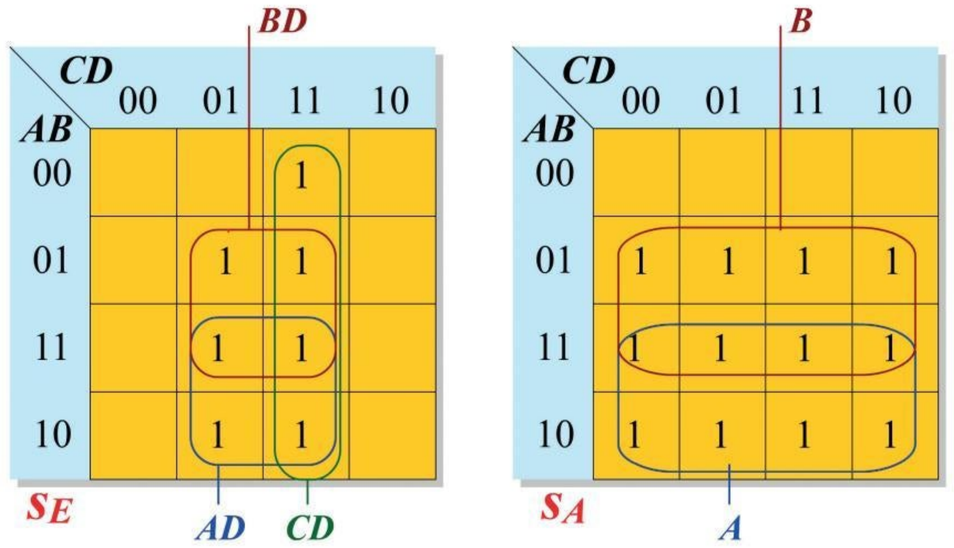


Figura 2.34. Mapas de Karnaugh.

Las funciones simplificadas quedan así:

$$S_E = AD + BD + CD$$

$$S_A = A + B$$

d) Para terminar, si se desea, se pueden convertir las funciones para ser implementadas con puertas NAND de dos entradas.

$$S_E = AD + BD + CD = \overline{AB} \cdot \overline{BD} \cdot \overline{CD} = \overline{AB \cdot BD \cdot CD}$$

$$S_A = \overline{A + B} = \overline{\overline{A} \cdot \overline{B}}$$

e) Dibuja los diagramas lógicos correspondientes. (En las Prácticas de laboratorio que se exponen al final de esta unidad, se propone su montaje práctico.)

2.5.1. Diseño de circuito lógico para planta depuradora

Una planta depuradora cuenta con tres depósitos de agua. En el fondo de cada depósito se dispone de un sensor de nivel que se activará cuando se encuentre vacío. A continuación vamos a diseñar el circuito lógico con puertas NAND de dos entradas, de tal forma que se active una señal de aviso cuando los sensores indiquen que dos depósitos están vacíos (Figura 2.35).

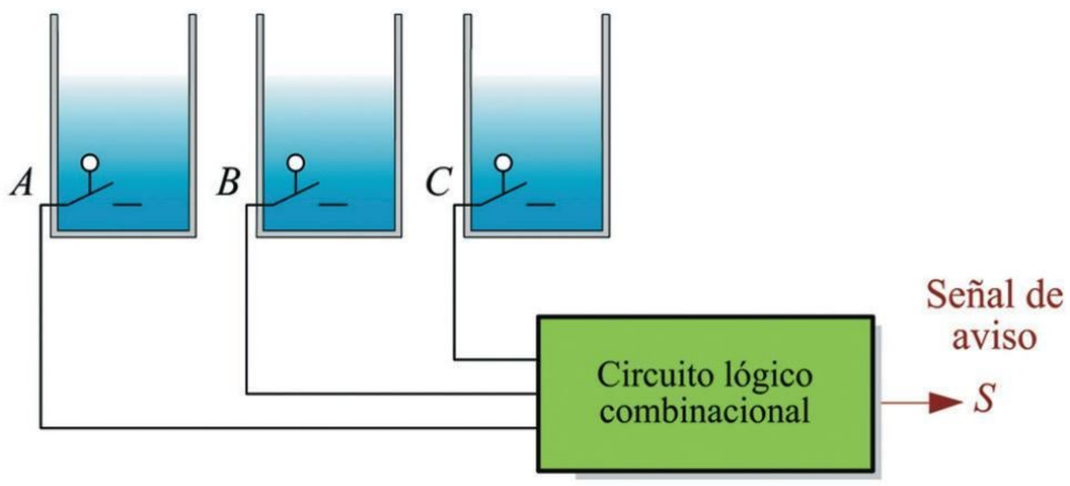


Figura 2.35. Diseño de circuito lógico para planta depuradora.

Resolución:

a) La tabla de la verdad para que se cumplan las condiciones del enunciado es la de la Figura 2.36.

A B C	S
0 0 0	0
0 0 1	0
0 1 0	0
0 1 1	1
1 0 0	0
1 0 1	1
1 1 0	1
1 1 1	1

Figura 2.36. Tabla de la verdad.

b) La función lógica en forma canónica para $S = 1$, será:

$$S = \overline{A}BC + A\overline{B}C + AB\overline{C} + ABC$$

c) Simplificamos la función con el mapa de Karnaugh de la Figura 2.37.

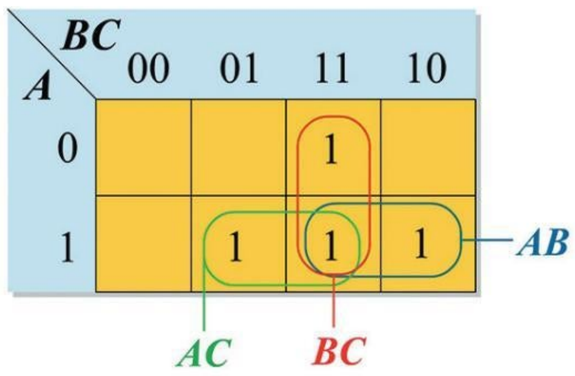


Figura 2.37. Mapa de Karnaugh.

La función simplificada queda así:

$$S = AB + AC + BC$$

d) Vamos a convertir el circuito para poder llevarlo a cabo solo con puertas NAND. Para ello aplicamos el teorema de Morgan a la función simplificada.

$$S = \overline{\overline{AB + AC + BC}} = \overline{\overline{AB} \cdot \overline{AC} \cdot \overline{BC}} = \overline{\overline{AB} \cdot \overline{AC} \cdot \overline{BC}}$$

El diagrama lógico correspondiente con puertas NAND es el que se muestra en la Figura 2.38.

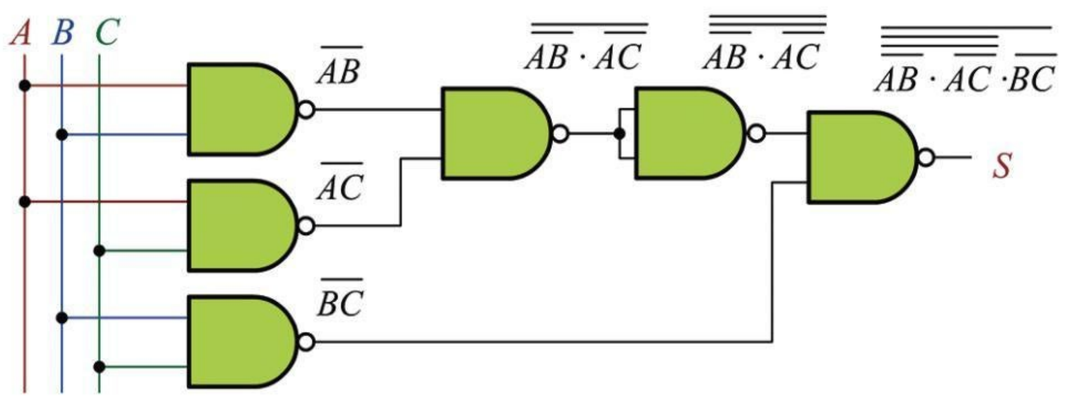


Figura 2.38. Diagrama lógico con puertas NAND.

© Ediciones Paraninfo

2.5.2. Diseño de circuito lógico para riego automático

Ahora vamos a diseñar el circuito lógico con puertas NAND de dos entradas que automatice un sistema de riego como el mostrado en la Figura 2.39. El circuito deberá accionar la bomba de riego solamente cuando se cumplan las siguientes condiciones.

- Solo se riega si la tierra está seca.
- Para evitar que la bomba se estropee funcionando en vacío, esta nunca se accionará cuando el depósito de agua esté vacío.
- Si hay restricciones en el riego (época de verano), solo se podrá regar de noche.
- En el resto del año (si no hay restricciones) se podrá regar de día y de noche.

Resolución:

La tabla de la verdad para que se cumplan las condiciones del enunciado es la de la Figura 2.40.

	VHDR	*S*	
Tierra húmeda No se riega	0 0 0 0	0	
	0 0 0 1	0	
	0 0 1 0	0	
	0 0 1 1	0	
	0 1 0 0	1	De noche se riega en invierno y en verano
	0 1 0 1	1	
	0 1 1 0	1	De día se riega en invierno
De día en verano No se riega	0 1 1 1	0	
Tanque vacío No se riega	1 0 0 0	0	
	1 0 0 1	0	
	1 0 1 0	0	
	1 0 1 1	0	
	1 1 0 0	0	
	1 1 0 1	0	
	1 1 1 0	0	
	1 1 1 1	0	

Figura 2.40. Tabla de la verdad.

La función lógica para que la bomba entre en funcionamiento ($S = 1$), será:

$$S = \overline{V}HD\,\overline{R} + \overline{V}H\,\overline{D}R + \overline{V}HD\overline{R}$$

Simplificamos la función con el mapa de Karnaugh de la Figura 2.41.

$$S = \overline{V}HD + \overline{V}H\overline{R}$$

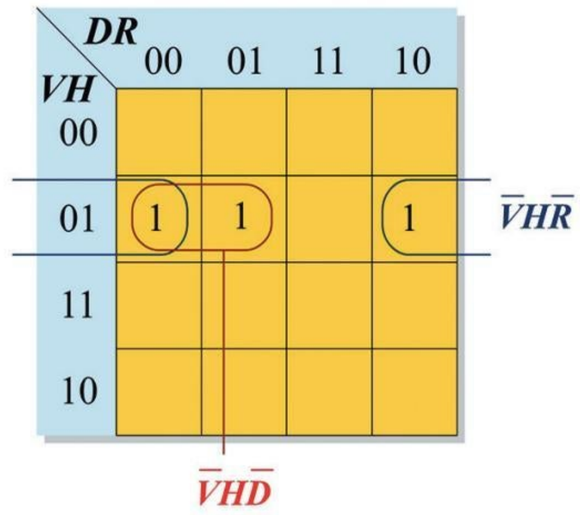


Figura 2.41. Mapa de Karnaugh.

Para convertir el circuito para utilizar solo puertas NAND, aplicamos el teorema de Morgan una vez a la función simplificada.

$$S = \overline{V}HD + \overline{V}H\overline{R} = \overline{\overline{V}HD} \cdot \overline{\overline{V}H\overline{R}}$$

Para conseguir un circuito con puertas NAND de dos entradas, agrupamos las variables haciendo una doble negación en bloques de dos:

$$S = \overline{\overline{\overline{V}HD} \cdot \overline{\overline{V}H\overline{R}}} = \overline{\overline{V}HD \cdot \overline{V}H\overline{R}}$$

El diagrama lógico correspondiente con puertas NAND es el que se muestra en la Figura 2.42.

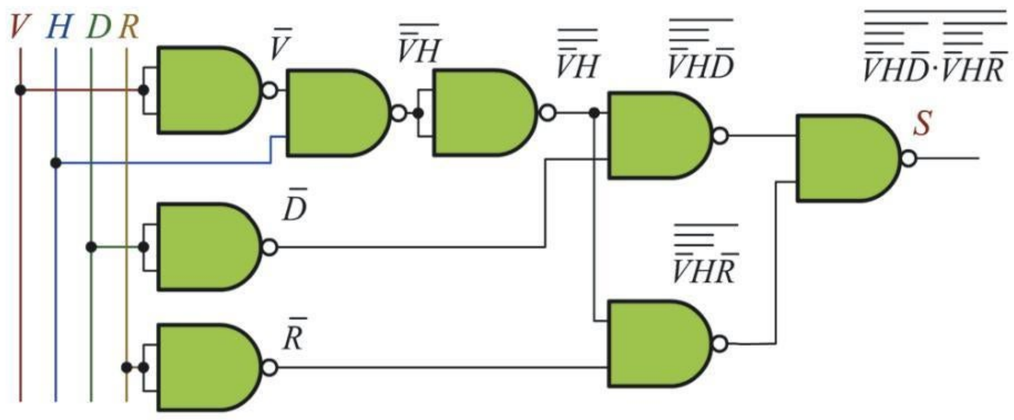


Figura 2.42. Diagrama lógico con puertas NAND.

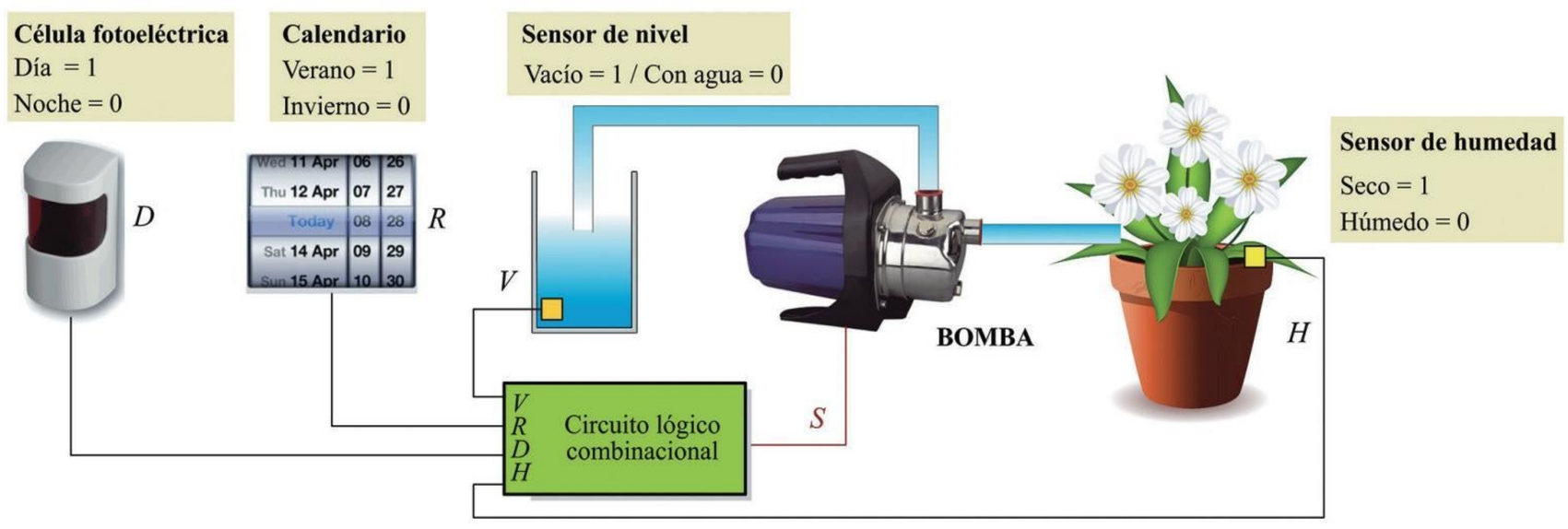


Figura 2.39. Circuito con puertas lógicas para un riego automático.

© Ediciones Paraninfo

Prácticas de laboratorio

2.1. Sistema automático de extinción de incendios. Se trata de que compruebes de forma práctica el funcionamiento del circuito lógico diseñado para el accionamiento automático del sistema de extinción de incendios realizado en la Actividad resuelta 2.11 (Figura 2.32).

Para llevar a cabo el montaje utilizaremos exclusivamente puertas NAND de dos entradas, por lo que el primer paso será dibujar el diagrama lógico de la función obtenida para la salida del extintor (Figura 2.43):

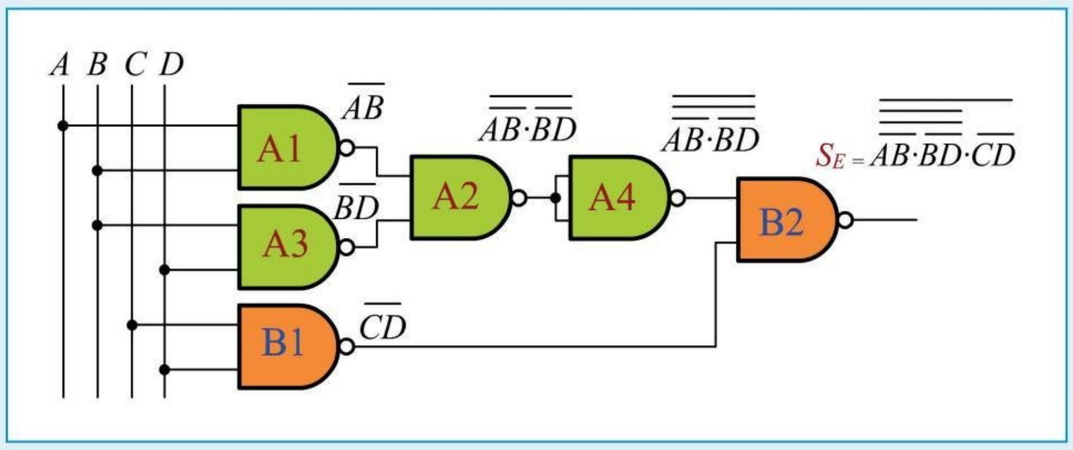


Figura 2.43. Diagrama lógico con puertas NAND.

El esquema simplificado para el montaje en el entrenador didáctico es el que se propone en la Figura 2.44.

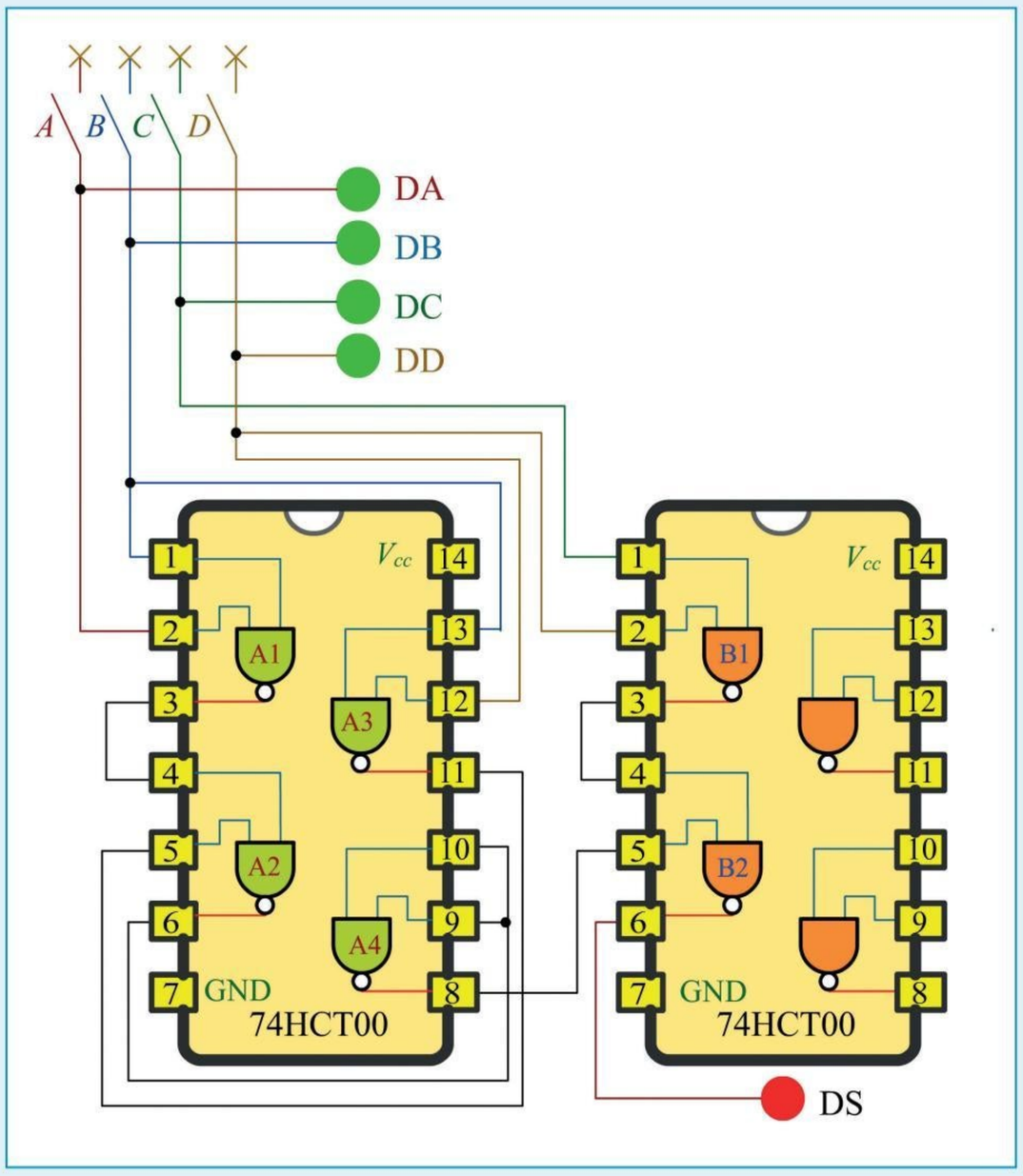


Figura 2.44. Montaje práctico con puertas NAND.

El montaje práctico se puede realizar en el entrenador didáctico, o en una placa *protoboard,* para lo que necesitaremos dos circuitos integrados 74HCT00 (A y B) con 4 puertas NAND de dos entradas, cuatro conmutadores (*A, B, C* y *D*), y cuatro diodos LED para señalizar el estado de las entradas (DA, DB, DC, DD) y uno para el de salida (DS).

No olvides que para que funcione correctamente el circuito será necesario que alimentes con + 5 V el pin número 14 de ambos circuitos integrados y los pongas a masa por el pin número 7.

2.2. Sistema de alarma con tres sensores. Se trata de que montes en el entrenador didáctico el circuito lógico de la alarma con tres sensores expuesto como ejemplo en el Apartado 2.5 (Figura 2.30), y compruebes si se cumplen las condiciones de funcionamiento especificadas.

El esquema simplificado para su montaje práctico didáctico es el que se propone en la Figura 2.45.

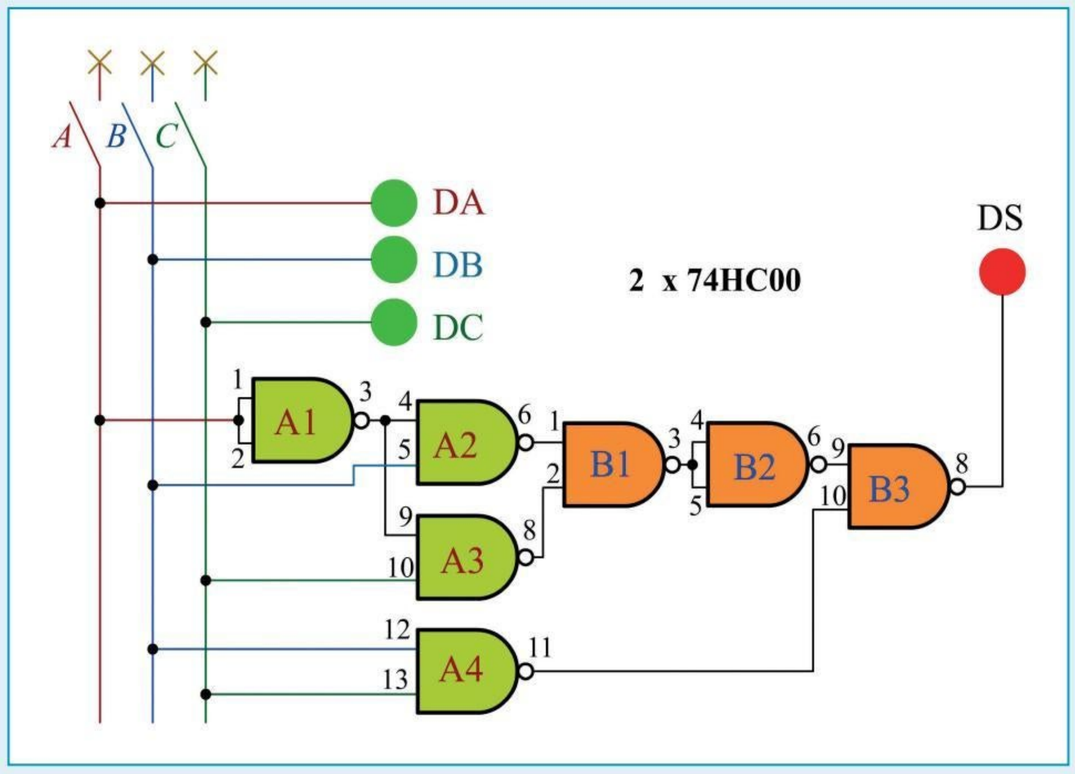


Figura 2.45. Esquema simplificado de montaje.

Para el montaje de este circuito necesitamos dos circuitos integrados 74HCT00 (4 puertas NAND de dos entradas), tres conmutadores (*A, B* y *C*) y cuatro diodos LED (tres para señalizar el estado de las entradas y uno para el de salida).

Para facilitar el montaje, en el esquema de la Figura 2.45 se ha marcado el número de pin correspondiente a cada uno de los dos circuitos integrados utilizados (A y B). No olvides que para que funcione correctamente el circuito será necesario que alimentes con + 5 V el pin número 14 de ambos circuitos integrados y los pongas a masa por el pin número 7.

© Ediciones Paraninfo

Actividades de comprobación

2.1. Simplifica las siguientes funciones y realiza los diagramas lógicos antes y después de la simplificación.

a) $S = A\overline{B} + \overline{A}\,\overline{B} + \overline{A}B$

b) $S = \overline{A}\,\overline{B}\,\overline{C} + \overline{A}\,\overline{B}C + A\overline{B}C + \overline{A}B\overline{C} + AB\overline{C}$

c) $S = ABC + \overline{A}\,\overline{B}C + \overline{A}BC + \overline{A}B\overline{C} + A\overline{B}\,\overline{C}$

d) $S = \overline{A}\,\overline{B}\,\overline{C}D + \overline{A}\,\overline{B}CD + \overline{A}B\overline{C}D + \overline{A}BCD + ABCD$

e) $S = \overline{A}\,\overline{B}\,\overline{C}D + \overline{A}\,\overline{B}C\overline{D} + \overline{A}B\overline{C}D + \overline{A}BC\overline{D} + + ABCD + A\overline{B}C\overline{D}$

2.2. Convierte las siguientes funciones para que puedan ser realizadas solo con puertas NAND de dos entradas. Una vez realizada la conversión dibuja los diagramas lógicos.

a) $S = \overline{A} + B\overline{C}$

b) $S = \overline{A}C + AD + \overline{B}D$

c) $S = \overline{A}D + A\overline{B}C + CD$

2.3. Una trituradora posee dos niveles de trituración, de tal forma que cuando el depósito de trituración está a un nivel medio (sensor *B*) se conecta el motor n.º 1 (*S*1). Cuando se alcanza un nivel de llenado alto (sensor *C*) se conectan a la vez los motores n.º 1 y n.º 2 (*S*2). Si el nivel de llenado está por debajo del mínimo (sensor *A*) los dos motores se desconectan. Por otro lado, los motores de la trituradora solo funcionarán si se activa un sensor de temperatura (sensor *D*) que indica que la mezcla se realiza a 50 ºC (Figura 2.46). Escribe la tabla de la verdad y diseña el circuito lógico combinacional con puertas lógicas para el funcionamiento de los dos motores de la trituradora.

Nota: El sensor A proporciona un «1» lógico cuando detecta el depósito lleno. Los sensores *B* y *C* proporcionan un «1» lógico cuando se alcanza dicho nivel.

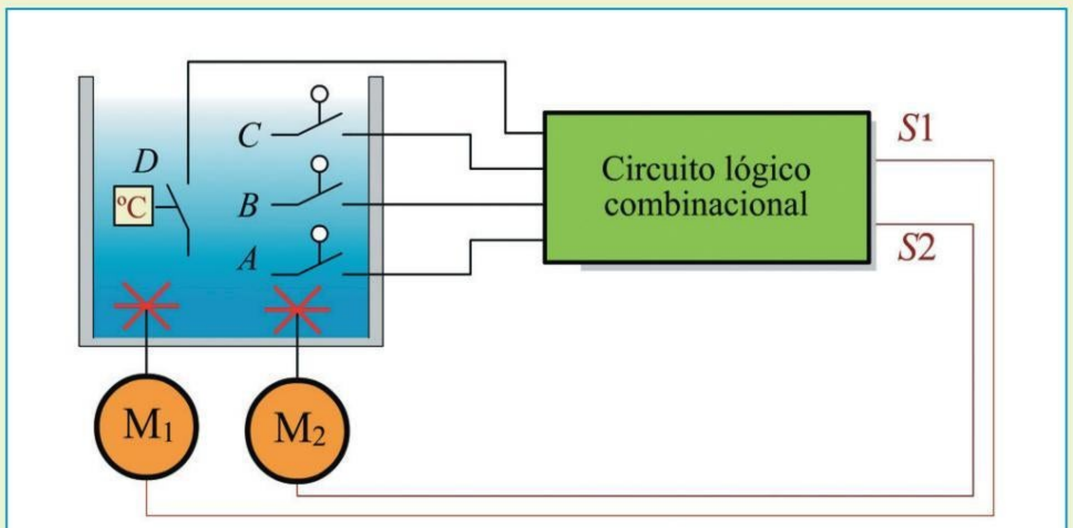


Figura 2.46. Automatización de una trituradora.

2.4. Se dispone de una alarma (*S*) de cuatro sensores *A*, *B*, *C* y *D* para su activación (Figura 2.47).

Figura 2.47. Sistema de alarma con cuatro sensores.

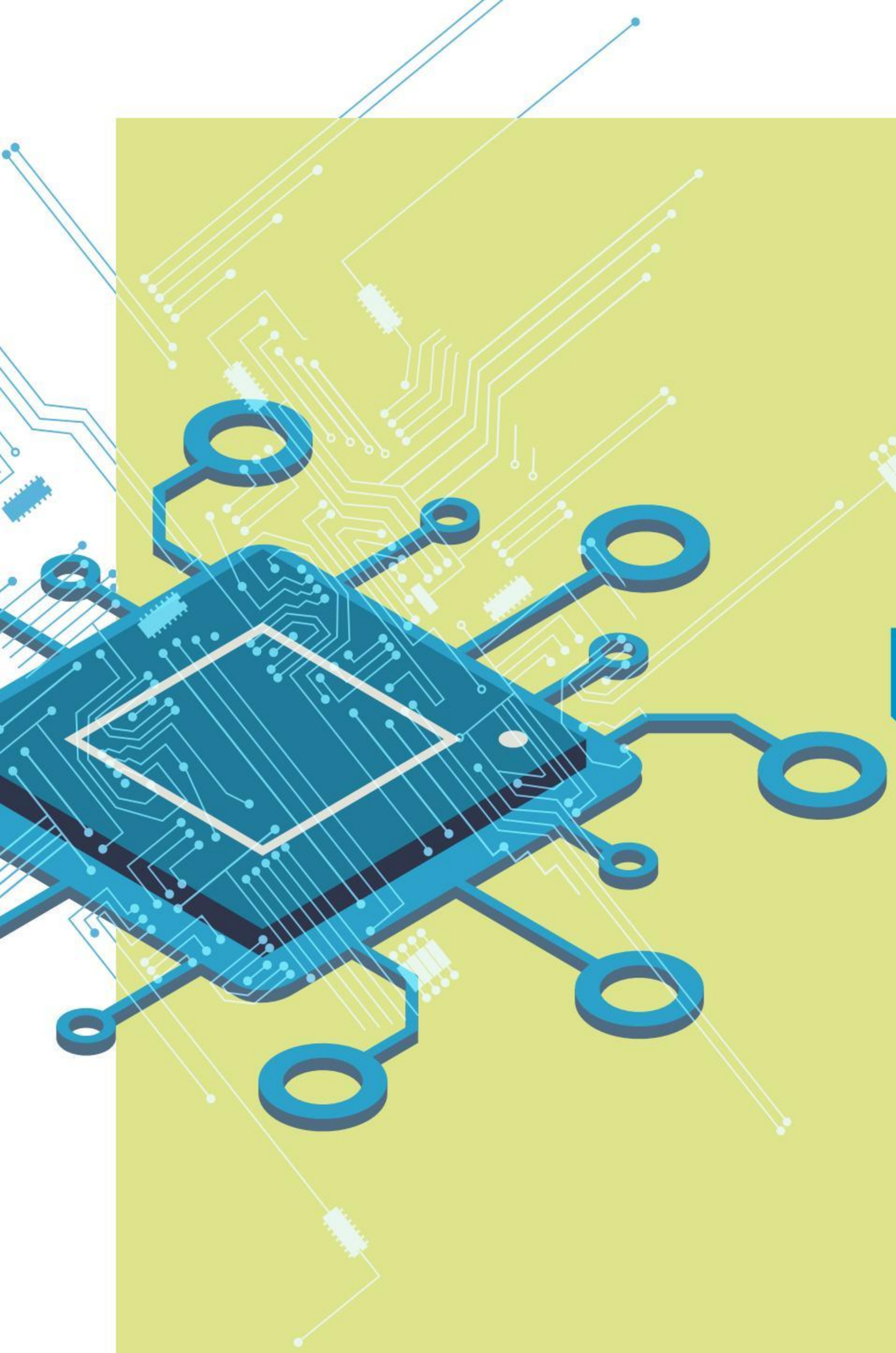
Diseña el circuito combinacional de tal forma que la señal de alarma (*S*) se active cuando se cumplan las siguientes condiciones:

- El sensor *A* desactivado, el *B* activado, el *C* desactivado y el *D* en cualquier posición.
- Los sensores *A* y *B* desactivados y el *C* y el *D* activados.
- El sensor *A* activado, el *B* desactivado, el *C* desactivado y el *D* activado.
- Todos los sensores activados.

Actividades de ampliación

2.1. **Actividades resueltas de simplificación de funciones.** Consulta el documento con este mismo nombre que encontrarás dentro del MATERIAL WEB. Aquí podrás encontrar más ejemplos de cómo se simplifican funciones lógicas.

© Ediciones Paraninfo



3 Bloques combinacionales en escala de integración media (MSI)

Contenidos

- **3.1.** Diferencia entre un sistema combinacional y otro secuencial
- **3.2.** Multiplexores
- **3.3.** Demultiplexores
- **3.4.** Decodificadores
- **3.5.** Codificadores

En la práctica resulta muy útil la integración de un gran número de puertas lógicas interconectadas con el fin de conseguir un bloque combinacional, agrupado en un solo chip que cumpla con un fin específico. Nos referimos a circuitos de integración media que contienen un número de puertas lógicas comprendidas entre 12 y 100. En esta unidad estudiaremos algunos de estos circuitos que se exponen a continuación:

- **Multiplexores.**
- **Demultiplexores.**
- **Codificadores.**
- **Decodificadores.**

Objetivos

- Describir la diferencia entre circuitos combinacionales y secuenciales.
- Interpretar la función de un multiplexor, un demultiplexor, un codificador y un decodificador.
- Generar una función lógica con un multiplexor y con un decodificador.
- Montar y verificar el funcionamiento de un multiplexor, un demultiplexor, un codificador y un decodificador.

3.1. Diferencia entre un sistema combinacional y otro secuencial

Los **sistemas combinacionales** se caracterizan porque sus salidas solo dependen del valor que adquieran sus entradas, como por ejemplo, las puertas lógicas y los circuitos lógicos construidos a partir de ellas que hemos estudiado en anteriores unidades. En estos circuitos la salida no depende de los estados anteriores que posean las entradas o la salida, por lo que se puede decir que carecen de realimentación o de memoria.

A diferencia, los **sistemas secuenciales,** que estudiaremos en la siguiente unidad, los valores de las salidas en un determinado momento dependen no solamente de las entradas en ese momento, sino del estado en que se encuentra el sistema, el cual depende de los valores de las entradas en momentos anteriores, lo que indica que los circuitos secuenciales poseen memoria.

> Los circuitos secuenciales son capaces de «recordar» números que han recibido anteriormente.

Figura 3.1. En un circuito combinacional las salidas solo dependen del valor que posean sus entradas en ese instante.

3.2. Multiplexores

Un circuito multiplexor es un circuito que permite seleccionar cuál de varias líneas de entrada de datos debe aparecer en una única línea de salida, según la configuración presente en unas líneas de control o entradas de selección (Figura 3.2).

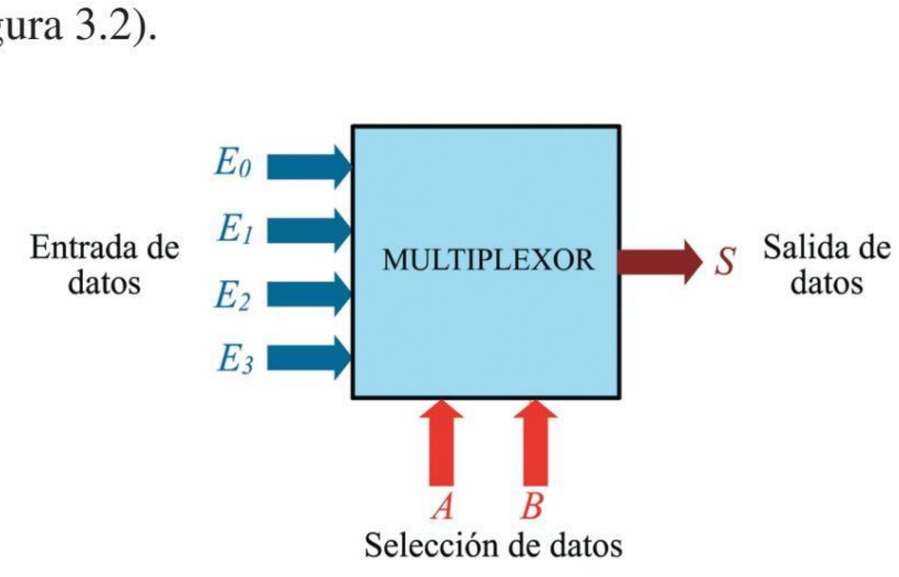


Figura 3.2. El multiplexor permite seleccionar cuál de las entradas aparecerá en la salida.

Básicamente, se podría decir que un multiplexor es un conmutador de varias posiciones con diferentes entradas y una salida, de tal forma que, al situar el selector en una de las entradas, solo esta aparecerá en la salida (Figura 3.3).

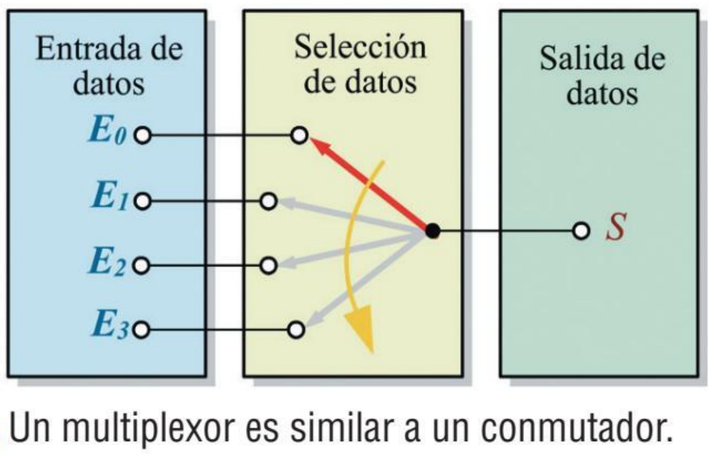


Figura 3.3. Un multiplexor es similar a un conmutador.

Los multiplexores son circuitos lógicos muy utilizados. Su principal aplicación es el envío, en serie, de una forma ordenada, y a través de una sola línea de salida, de varias informaciones digitales que pueden aparecer simultáneamente en distintas entradas. Como ejemplo tenemos el envío de información de un ordenador a otro, envío de una comunicación telefónica, etcétera.

Para que lo entiendas mejor, imagina que deseas que 16 líneas de teléfono se transmitan por un solo cable. Para lo cual instalas un conmutador telefónico con un multiplexor. Si, por ejemplo, deseas que los datos de la línea n.º 7 (0111 en base 2) aparezcan en la salida del multiplexor tendrás que aplicar dicho código (0111) a las entradas de selección.

3.2.1. Diseño de un multiplexor de dos entradas

El número de entradas de selección (n) de un multiplexor depende del número de canales de entrada, de tal forma que se cumpla la siguiente expresión:

$$\text{Número de canales de entrada} = 2^n$$

De esta forma necesitaremos de una entrada de selección para dos entradas, dos para cuatro entradas, tres para ocho entradas, cuatro para dieciséis entradas, etcétera.

Para el diseño de un multiplexor de dos entradas (E_0, E_1) necesitaremos de una entrada de selección (A), tal como se muestra en la Figura 3.4.

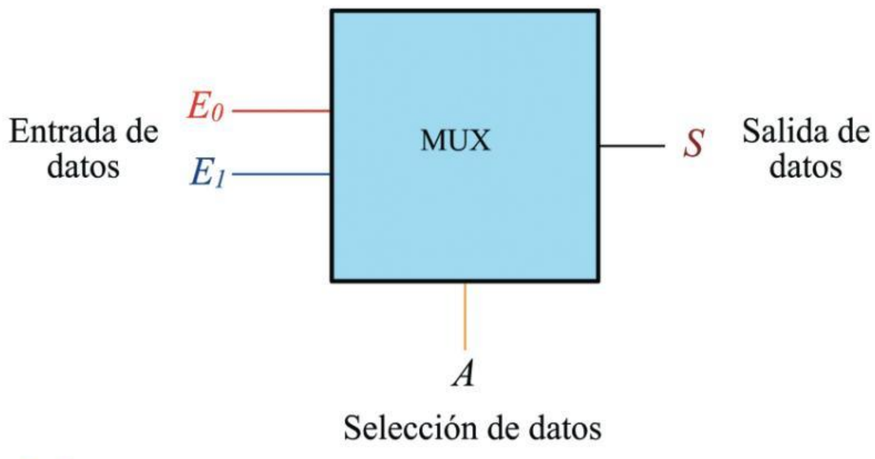


Figura 3.4. Multiplexor de dos entradas.

Para realizar la tabla de la verdad tendremos en cuenta que cuando la entrada de selección A posea el valor «0»

© Ediciones Paraninfo

aparecerá el valor de la entrada E_0 en la salida, y cuando posea el valor «1» será el valor de la entrada E_1 el que alcance la salida (Figura 3.5).

A	E_0	E_1	S
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	1
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	1
1	1	0	0
1	1	1	1

Figura 3.5. Tabla de la verdad de un multiplexor de dos entradas.

De la tabla de la verdad se obtiene la siguiente función lógica:

$$S = \overline{A}E_0\overline{E}_1 + \overline{A}E_0E_1 + A\overline{E}_0E_1 + AE_0E_1$$

Comprueba cómo aplicando la simplificación con el mapa de Karnaugh la función queda así:

$$S = E_0\overline{A} + E_1A$$

El diagrama lógico con puertas con el que se consigue llevar a cabo esta función es el de la Figura 3.6.

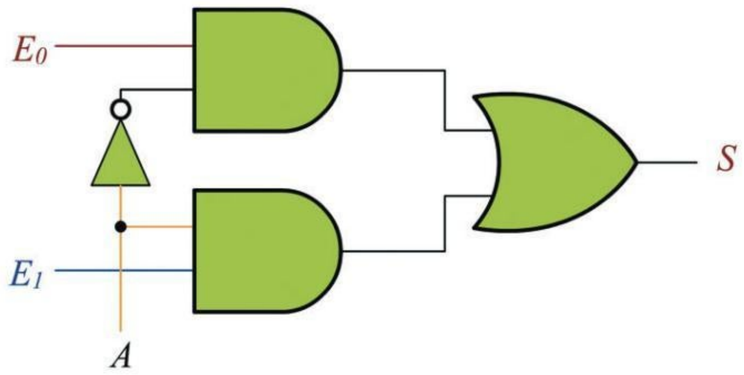


Figura 3.6. Diagrama lógico de un multiplexor de dos entradas.

En la práctica, sería más sencillo realizar este circuito con puertas NAND, tal como se muestra en la Figura 3.7.

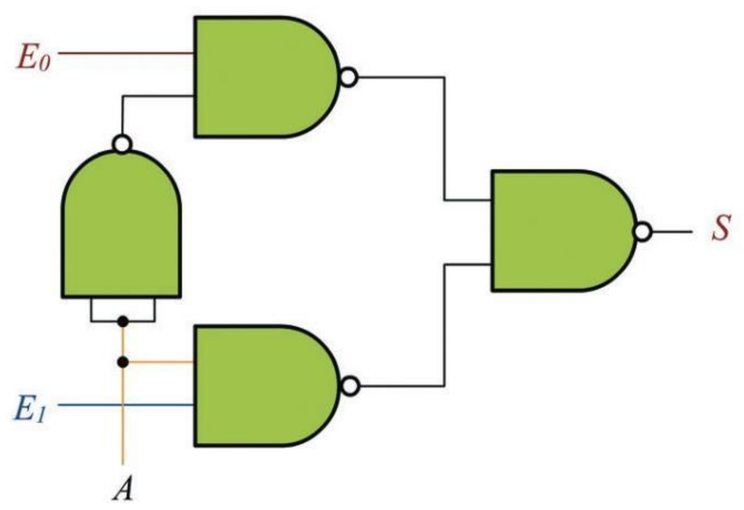


Figura 3.7. Diagrama lógico de un multiplexor de dos entradas con puertas NAND.

Con este multiplexor hemos conseguido que cuando deseamos que aparezca la señal E_0 en la salida basta con aplicar un «0» lógico a la entrada de selección A, mientras que si deseamos que sea la entrada E_1 la que aparezca en la salida tendremos que aplicar un «1» lógico a dicha entrada de selección.

3.2.2. Diseño de un multiplexor de cuatro entradas

Siguiendo el mismo procedimiento de diseño que para dos entradas, podríamos diseñar un multiplexor de cuatro entradas, para lo cual necesitamos de dos entradas de selección. En la Figura 3.8 se muestra la tabla de la verdad correspondiente a un multiplexor de cuatro entradas (E_0, E_1, E_2, E_3) y dos entradas de selección (A, B).

A	B	E_0	E_1	E_2	E_3	S
0	0	0	X	X	X	0
0	0	1	X	X	X	1
0	1	X	0	X	X	0
0	1	X	1	X	X	1
1	0	X	X	0	X	0
1	0	X	X	1	X	1
1	1	X	X	X	0	0
1	1	X	X	X	1	1

Figura 3.8. Tabla de la verdad para un multiplexor de cuatro entradas.

En esta tabla de la verdad no se han escrito todas las combinaciones posibles para seis bits, ya que la condición es que aparecerá en la salida S solo la entrada que haya sido seleccionada con la entrada de selección, colocando una X para aquellos valores de entrada que son indiferentes (da igual que sea «1» o «0»). De esta forma, si los dos bits de la entrada de selección AB son:

- 00 aparece el valor de E_0 en la salida.
- 01 aparece el valor de E_1 en la salida.
- 10 aparece el valor de E_2 en la salida.
- 11 aparece el valor de E_3 en la salida.

El diagrama lógico para llevar a cabo este multiplexor con puertas NAND sería el que se muestra en la Figura 3.9.

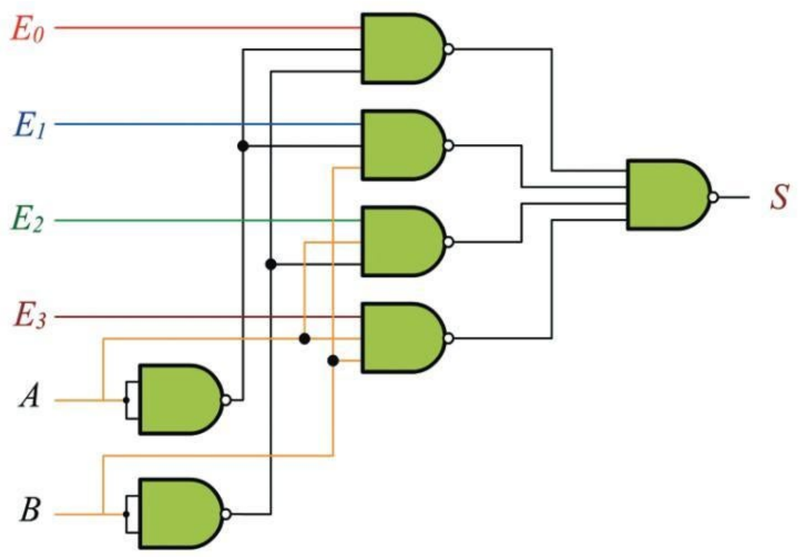


Figura 3.9. Diagrama lógico de un multiplexor de cuatro entradas con puertas NAND.

© Ediciones Paraninfo

3.2.3. El multiplexor como bloque combinacional

Tal como ya habíamos expuesto al principio de esta unidad, el circuito de un multiplexor se puede integrar en un solo bloque dentro de un circuito integrado específico. Así, por ejemplo, para un multiplexor de cuatro entradas, como el de la Figura 3.9 integrado en un solo chip, el circuito a utilizar podría ser el de la Figura 3.10.

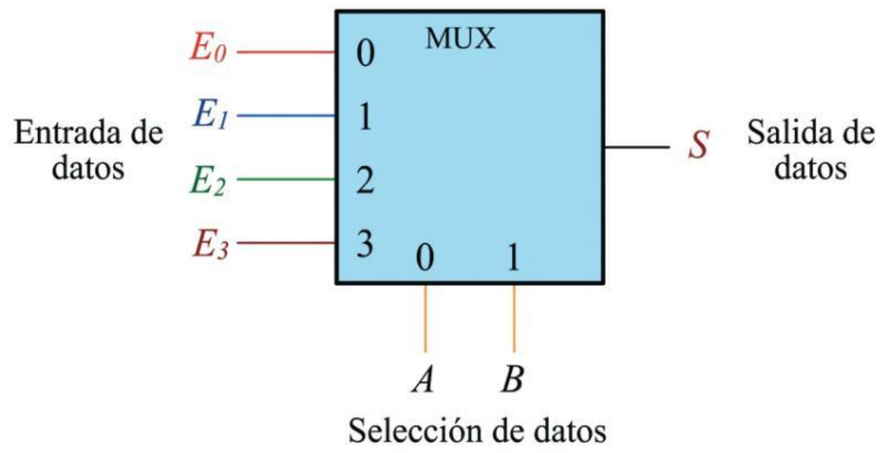


Figura 3.10. Multiplexor de cuatro entradas como bloque combinacional.

En la Figura 3.11 se muestra cómo los datos de entrada se presentan en la salida en función de los bits que se introduzcan por las entradas de selección.

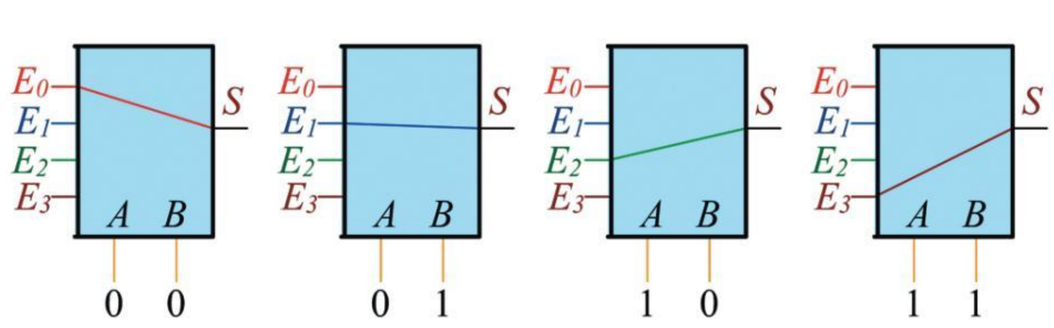


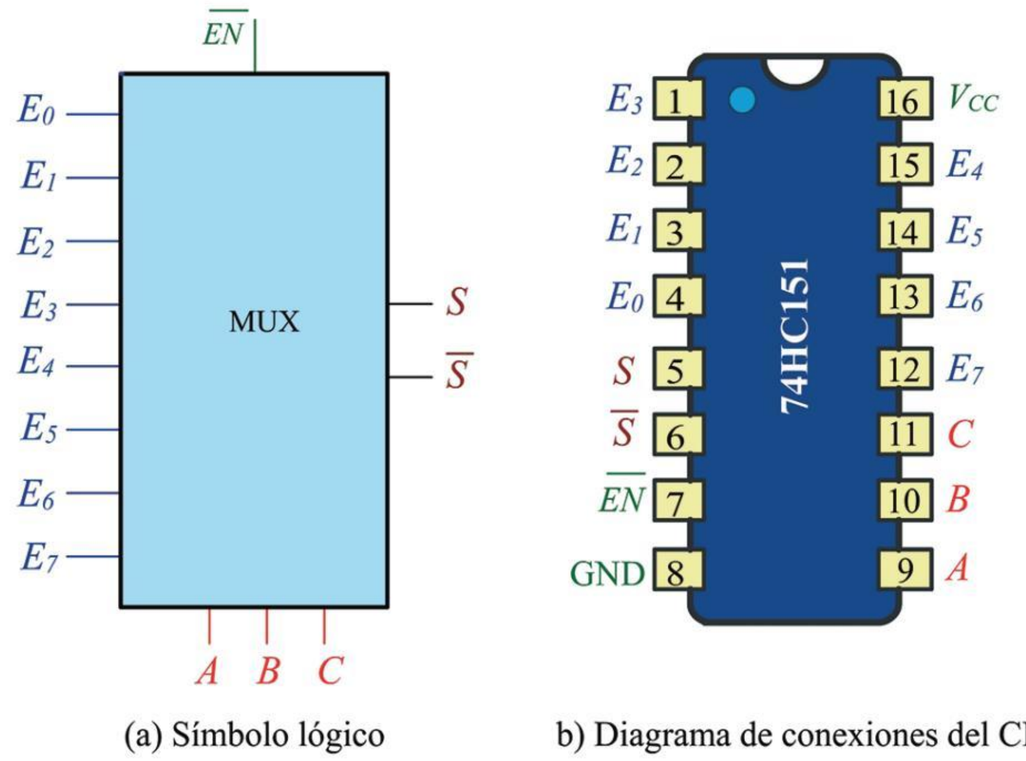
Figura 3.11. Conmutación de la señales de entrada en un multiplexor.

3.2.4. Multiplexor MSI de ocho entradas

Con la referencia 74HC151 se fabrica un multiplexor de ocho entradas de datos ($E_0 - E_7$) y tres líneas de entrada de selección de datos (A, B y C). Para realizar la selección de las ocho entradas de datos se necesitan tres bits (Figura 3.12).

A este circuito se le añade una entrada de inhibición-habilitación *EN* (*Enable*) que actúa a modo de interruptor de encendido. Dado que su entrada es negada (Figura 3.12), el multiplexor conectará los datos de entrada con la salida si a este terminal le introducimos un «0» lógico, y los desconectará si lo hacemos con «1».

Este multiplexor dispone de una salida de datos (S) y de su negada ($\overline{S}$) con el fin de utilizar la que más convenga en función de las especificaciones del diseño. En la Figura 3.13 se expone su tabla de la verdad.



(a) Símbolo lógico

b) Diagrama de conexiones del CI

Figura 3.12. Multiplexor de ocho entradas 74HC151.

	$\overline{EN}$	A	B	C	E_0	E_1	E_2	E_3	E_4	E_5	E_6	E_7	S	$\overline{S}$
Multiplexor habilitado	0	0	0	0	0	X	X	X	X	X	X	X	0	1
	0	0	0	0	1	X	X	X	X	X	X	X	1	0
	0	0	0	1	X	0	X	X	X	X	X	X	0	1
	0	0	0	1	X	1	X	X	X	X	X	X	1	0
	0	0	1	0	X	X	0	X	X	X	X	X	0	1
	0	0	1	0	X	X	1	X	X	X	X	X	1	0
	0	0	1	1	X	X	X	0	X	X	X	X	0	1
	0	0	1	1	X	X	X	1	X	X	X	X	1	0
	0	1	0	0	X	X	X	X	0	X	X	X	0	1
	0	1	0	0	X	X	X	X	1	X	X	X	1	0
	0	1	0	1	X	X	X	X	X	0	X	X	0	1
	0	1	0	1	X	X	X	X	X	1	X	X	1	0
	0	1	1	0	X	X	X	X	X	X	0	X	0	1
	0	1	1	0	X	X	X	X	X	X	1	X	1	0
	0	1	1	1	X	X	X	X	X	X	X	0	0	1
	0	1	1	1	X	X	X	X	X	X	X	1	1	0
Multiplexor inhabilitado	1	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	0	1

Figura 3.13. Tabla de la verdad del multiplexor 74HC151.

> **Recuerda**
>
> Un multiplexor (MUX) es capaz de seleccionar los datos de sus entradas para que aparezcan por una única salida. Es muy útil para transmitir datos de diferentes entradas a un solo cable de comunicación a la salida.

3.2.5. Aumento de la capacidad de un multiplexor

Dado que el número de entradas de las que se dispone en los multiplexores comerciales está limitado a 16 y 4 líneas de selección de datos, para poder aumentar la capacidad de un multiplexor es posible interconectar varios entre sí. Así, por ejemplo, para aumentar la capacidad de un multiplexor de 4 entradas hasta 16, sería necesario interconectar 4 unidades tal como se muestra en la Figura 3.14.

© Ediciones Paraninfo

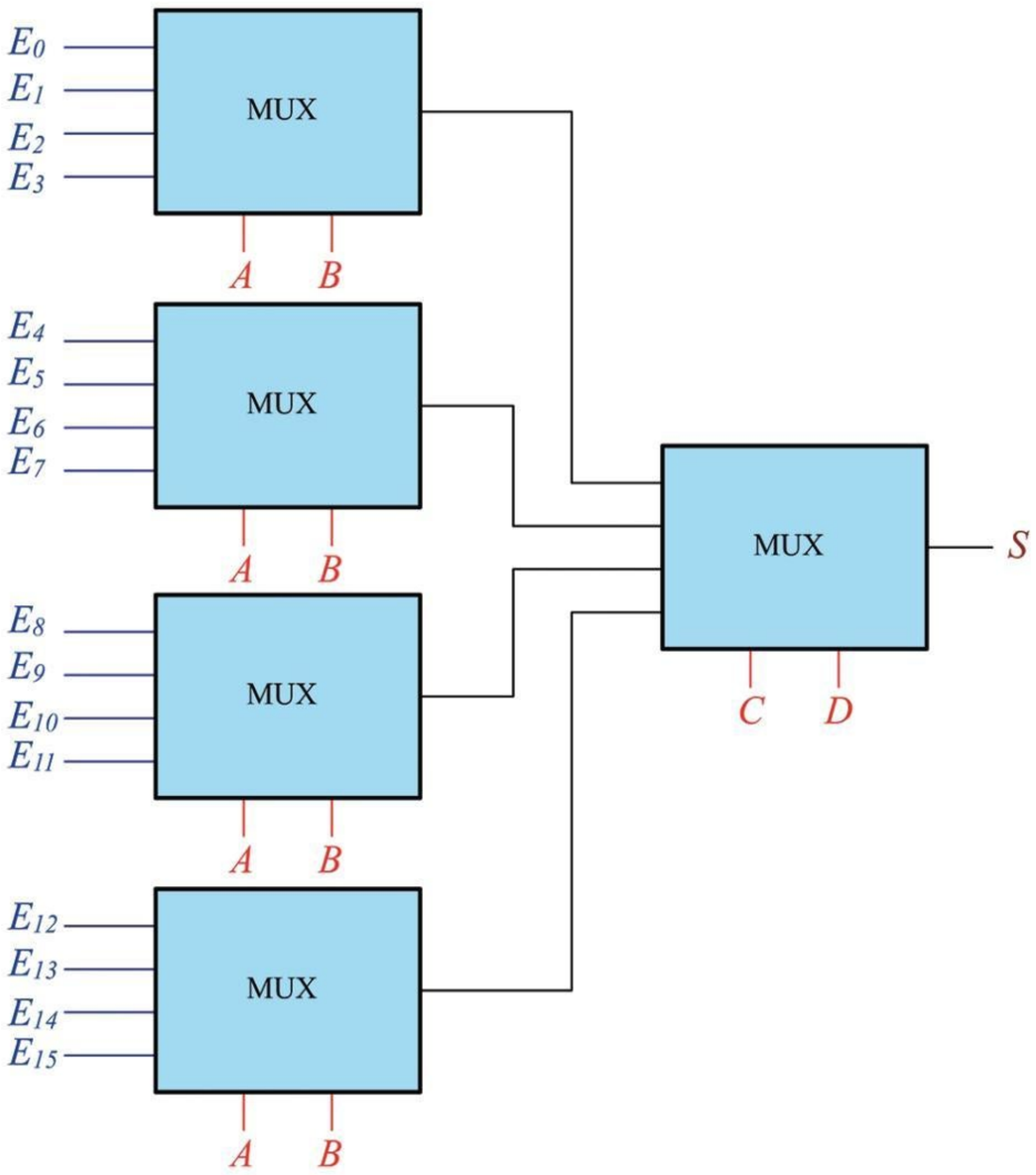


Figura 3.14. Multiplexor de 16 entradas construido con multiplexores de cuatro entradas.

3.2.6. Generación de funciones lógicas con multiplexores

Una aplicación práctica que se puede hacer de los multiplexores consiste en la posibilidad de generar una determinada función lógica perteneciente a un determinado circuito combinacional, siempre y cuando esta se presente como suma de productos. De esta forma podemos construir un circuito lógico de una manera más sencilla y sin tener que utilizar puertas, reduciendo considerablemente el número de circuitos integrados.

Así, por ejemplo, utilizando un multiplexor de 8 entradas, como el 74HC151, se puede llevar a cabo cualquier función lógica de tres variables. Para hacerlo hay que conectar las variables a las entradas de selección y conectar a cada entrada de datos el nivel lógico («0» o «1») que resulte en la tabla de la verdad para dicha función.

Actividad resuelta 3.1

Diseña un circuito combinacional con un multiplexor de ocho entradas para la alarma con tres sensores que diseñamos en el Apartado 2.5 de la unidad anterior.

Solución:

La tabla de la verdad resultante para este circuito resulta ser la de la Figura 3.15

A B C	S	
0 0 0	0	— E_0
0 0 1	1	— E_1
0 1 0	1	— E_2
0 1 1	1	— E_3
1 0 0	0	— E_4
1 0 1	0	— E_5
1 1 0	0	— E_6
1 1 1	1	— E_7

Figura 3.15. Tabla de la verdad.

La función lógica que responde a esta tabla será:

$$S = \overline{A}\,\overline{B}C + \overline{A}B\overline{C} + \overline{A}BC + ABC$$

Ahora conectamos las entradas del multiplexor al nivel lógico resultante de la tabla de la verdad ($E_0 = 0$, $E_1 = 1$, $E_2 = 1$, $E_3 = 1$, $E_4 = 0$, $E_5 = 0$, $E_6 = 0$, $E_7 = 1$). Una forma sencilla de hacerlo es conectar las entradas con un nivel lógico «1» a la tensión de alimentación V_{CC} y a masa las que posean el nivel lógico «0», tal como se muestra en la Figura 3.16.

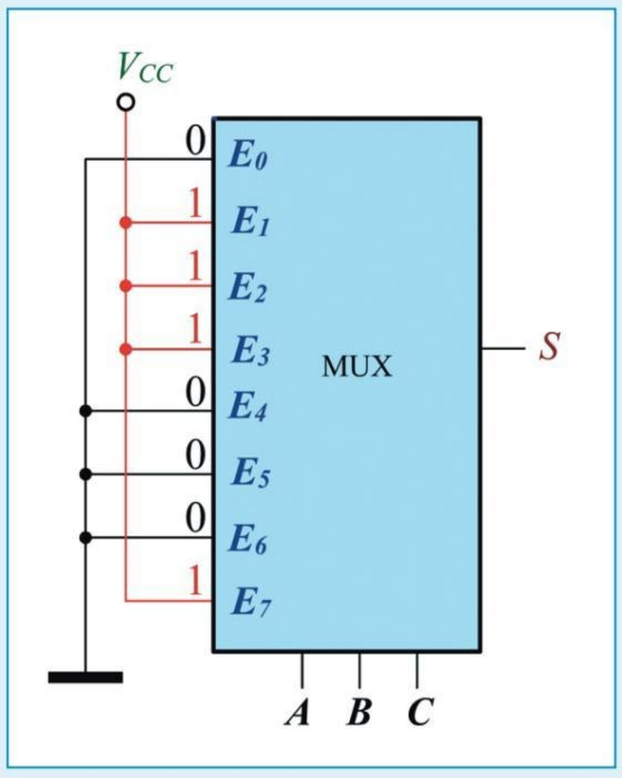


Figura 3.16. Diagrama lógico del multiplexor funcionando como circuito combinacional.

Actividad propuesta 3.1

Diseña un circuito combinacional con un multiplexor de ocho entradas para la planta depuradora del Apartado 2.5.1. Recuerda que la función lógica obtenida para dicho circuito fue:

$$S = \overline{A}BC + A\overline{B}C + AB\overline{C} + ABC$$

La solución a esta Actividad propuesta la puedes encontrar dentro del MATERIAL WEB elaborado para este texto.

© Ediciones Paraninfo

3.3. Demultiplexores

Un demultiplexor realiza la operación contraria al multiplexor, posee una única entrada de datos y varias salidas de datos con *n* entradas de selección. El demultiplexor lleva los datos de la entrada a una determinada salida según la configuración en las entradas de selección.

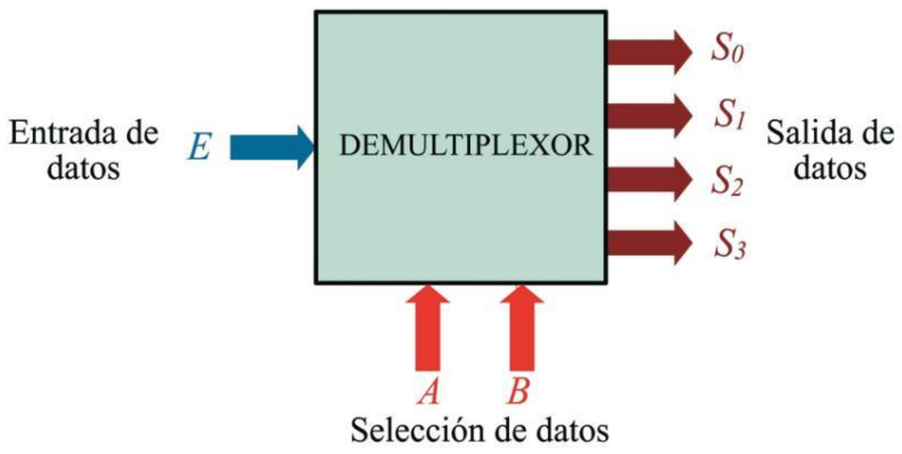


Figura 3.17. El demultiplexor permite seleccionar en qué salida aparecerán los datos presentes en la entrada.

Al demultiplexor se le puede comparar también con un conmutador que es capaz de seleccionar dónde aparecerán los datos de la entrada. En la Figura 3.18 se muestra el símil con conmutadores de selección de un multiplexor conectado con un demultiplexor. Los datos de entrada del multiplexor pasan a una sola línea de transmisión de salida por donde transcurren todos los datos. El demultiplexor retoma estos datos y los vuelve a canalizar por diferentes salidas.

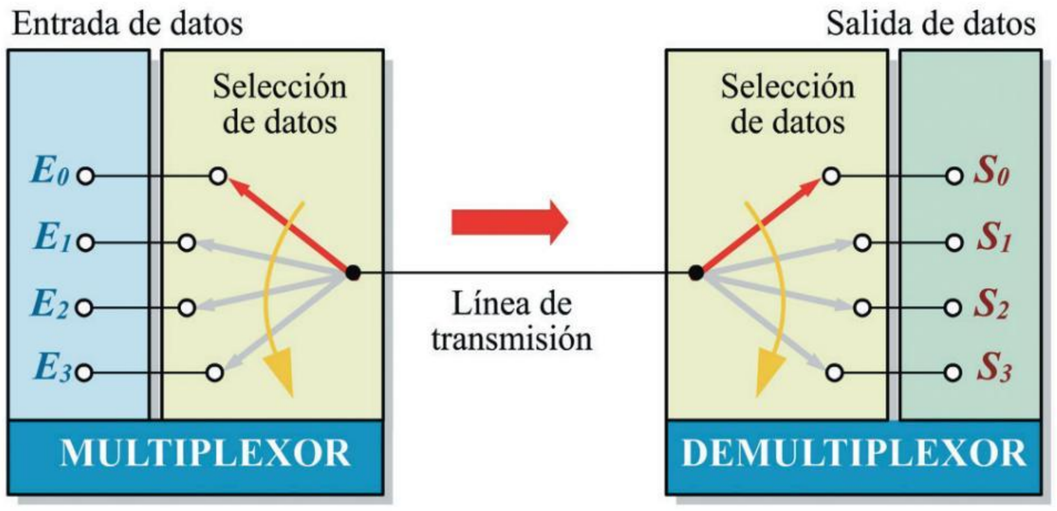


Figura 3.18. El demultiplexor funciona de forma inversa que el multiplexor.

La multiplexación y demultiplexación se pueden utilizar para transmitir información a través de una línea de datos procedente de varias fuentes y que posteriormente se envían a diferentes destinos. Un ejemplo de esto podría ser la comunicación entre diferentes ordenadores a través del puerto serie, tal como se muestra en la Figura 3.19.

En la Figura 3.20 se muestra el esquema del demultiplexor 74HC138 de ocho salidas y tres líneas de selección. Los datos de la única entrada *E* saldrán por las salidas negadas ($S_0 - S_7$) en función de la combinación de bits aplicados a la entrada de selección (*A*, *B*, *C*). Además, este CI dispone de dos líneas de habilitación o inhibición negadas (EN_1 y EN_2).

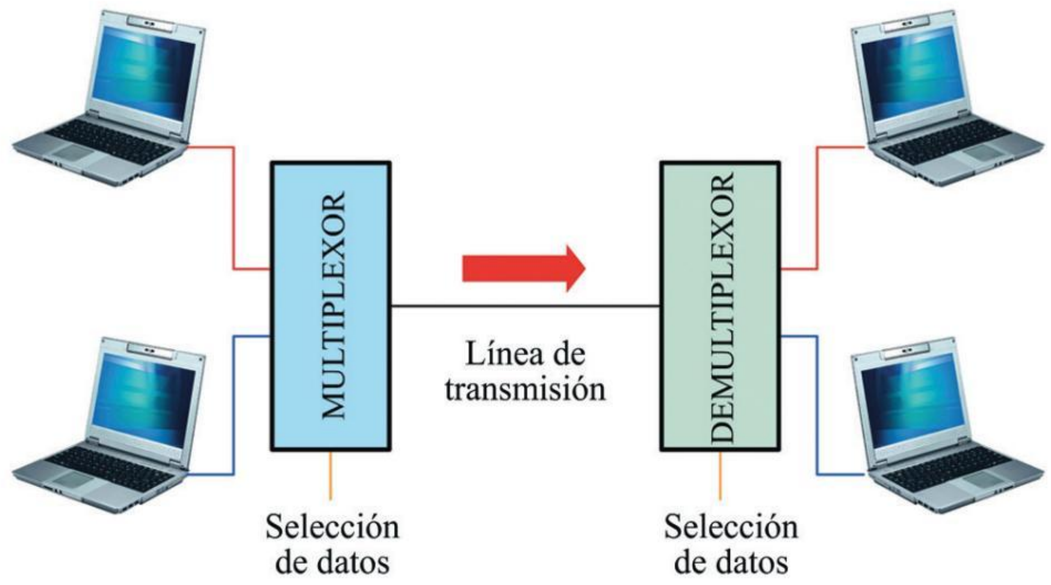


Figura 3.19. Sistema de transmisión de datos por una sola línea entre ordenadores mediante un multiplexor y demultiplexor.

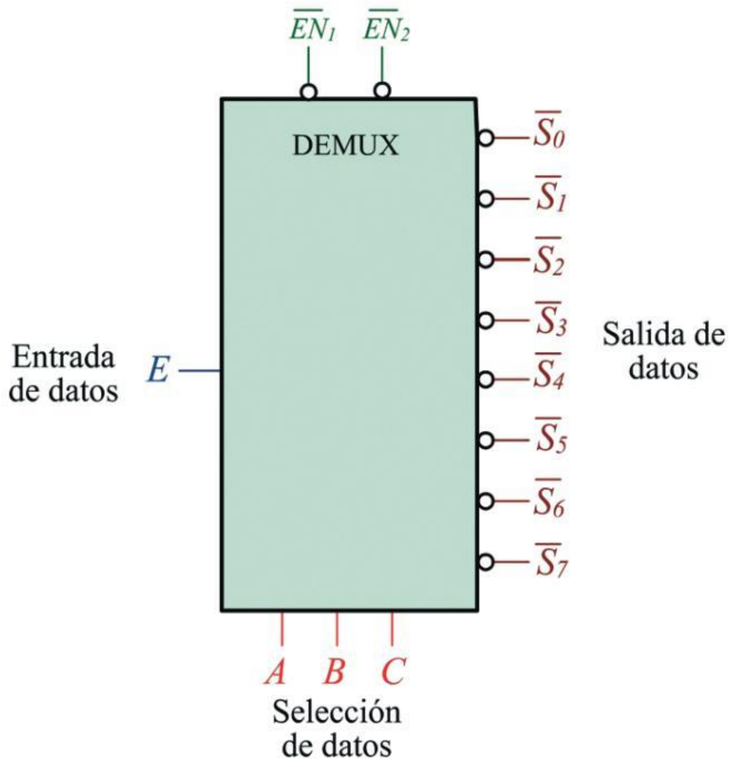


Figura 3.20. Demultiplexor de ocho salidas y tres líneas de selección.

Actividad propuesta 3.2

El circuito integrado 74HC138 es un demultiplexor de ocho salidas y tres líneas de selección, mientras que el 74HC154 dispone de 16 salidas y cuatro de selección. Se trata de que consigas sus hojas de características, las estudies y con ellas realices su tabla de la verdad y un cuadro con sus diagramas de conexión y la disposición de pines de sus CI.

Estas hojas de características las podrás encontrar con facilidad en internet en las siguientes páginas web:

- http://www.datasheetlocator.com/es/
- http://www.datasheetcatalog.net/es/

En el MATERIAL WEB elaborado para este texto se incluyen las hojas de características de estos circuitos integrados.

© Ediciones Paraninfo

3.4. Decodificadores

Los decodificadores son circuitos lógicos combinacionales que se construyen en un solo bloque con el fin de conseguir transformar una información codificada en sistema binario, como por ejemplo el BCD, a otro tipo de código, como por ejemplo el decimal.

La función que tiene un codificador es traducir el lenguaje binario en el que trabajan los sistemas digitales (las máquinas) al lenguaje que entienden las personas (números decimales, letras, etc.).

Existen dos tipos de decodificadores, excitadores y no excitadores, en función de que sus salidas puedan, o no, poner en funcionamiento un indicador numérico, como por ejemplo un *display* de siete segmentos.

En la Figura 3.21 se muestra el diagrama de bloques de un decodificador decimal, utilizado para la conversión de un código BCD a decimal. Al aplicar a las entradas (E_0 … E_3) una combinación del código BCD natural, solo una de las salidas S_0 a S_9 toma el valor lógico «1». A cada una de estas salidas se le asigna el valor decimal correspondiente.

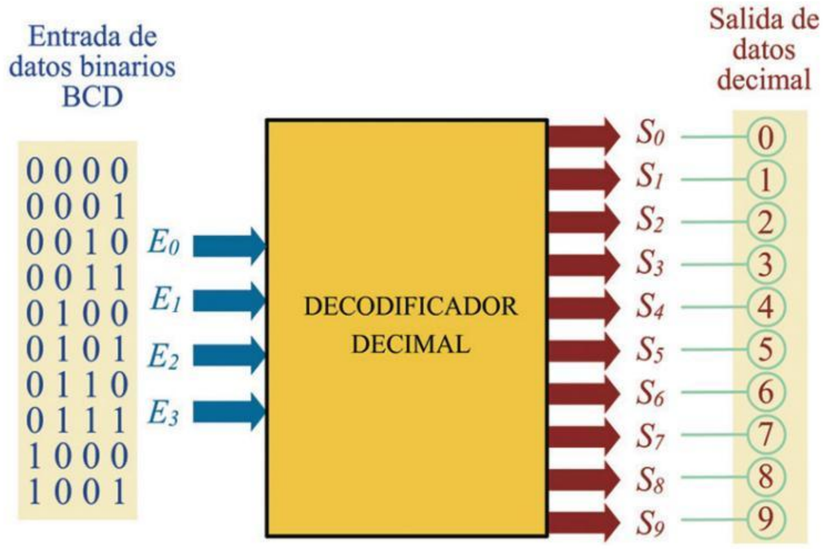


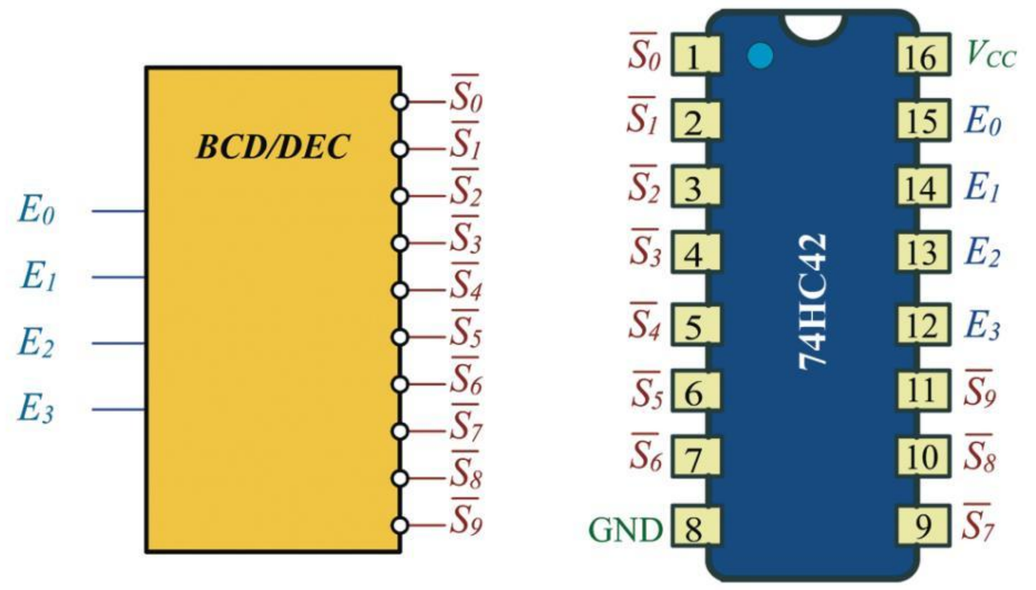
Figura 3.21. Decodificador BCD a decimal.

Nº	E_3	E_2	E_1	E_0	S_0	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	S_9
0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
3	0	0	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
4	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
5	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
6	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
7	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
8	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
9	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Figura 3.22. Tabla de la verdad de un codificador decimal de cuatro entradas binarias y 10 salidas con salida activa alta.

En la Figura 3.22 se muestra su tabla de la verdad. Observa que cuando la combinación binaria de la entrada no se corresponde a ninguna combinación del código BCD, todas las salidas se ponen a nivel bajo («0» lógico).

Es muy común encontrarse con decodificadores con salida activa baja, lo que indica que las salidas toman el valor lógico «0» en vez de «1» en la función de decodificación. En la Figura 3.23 se muestra un decodificador de salida activa baja, como el 74HC42 de cuatro entradas binarias y 10 salidas, y en la Figura 3.24 su tabla de la verdad.



(a) Símbolo lógico (b) Diagrama de conexión del CI

Figura 3.23. Decodificador 74HC42 de cuatro entradas binarias y 10 salidas con salida activa baja.

Nº	E_3	E_2	E_1	E_0	$\overline{S}_0$	$\overline{S}_1$	$\overline{S}_2$	$\overline{S}_3$	$\overline{S}_4$	$\overline{S}_5$	$\overline{S}_6$	$\overline{S}_7$	$\overline{S}_8$	$\overline{S}_9$
0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1
2	0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1
3	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1
4	0	1	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1
5	0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
6	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1
7	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1
8	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1
9	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
	1	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Figura 3.24. Tabla de la verdad del decodificador 74HC42 de salida activa baja.

3.4.1. Generación de funciones lógicas con un decodificador

Al igual que hacíamos con los demultiplexores, un decodificador también se puede utilizar para generar una determinada función lógica. Para ello, una vez conocida la

© Ediciones Paraninfo

función lógica a generar y su tabla de la verdad, se puede hacer funcionar el circuito lógico conectando una puerta OR a las salidas de un decodificador que se correspondan con aquellas combinaciones de entrada que hacen «1» a la función, siempre y cuando se trate de un decodificador con salida activa alta. Para un decodificador de salida activa baja, el procedimiento sería el mismo pero conectando una puerta NAND.

Actividad resuelta 3.2

Diseña un circuito combinacional con un decodificador que cumpla con la tabla de la verdad de la Figura 3.25.

A B C	S	
0 0 0	0	— S_0
0 0 1	1	— S_1
0 1 0	1	— S_2
0 1 1	1	— S_3
1 0 0	0	— S_4
1 0 1	0	— S_5
1 1 0	0	— S_6
1 1 1	1	— S_7

Figura 3.25. Tabla de la verdad del circuito combinacional.

Solución:

Para realizar el circuito lógico que cumpla con esta tabla de la verdad necesitaremos un decodificador que posea tantas entradas como variables. En nuestro caso tomaremos un decodificador de tres entradas y ocho salidas, de salida activa alta, al que conectaremos una puerta OR a todas aquellas salidas que presenten un «1» lógico, tal como se muestra en la Figura 3.26(a). En la Figura 3.26(b) se presenta la solución con un decodificador de salida activa baja, al que se le ha conectado una puerta NAND a las salidas que cumplen la función.

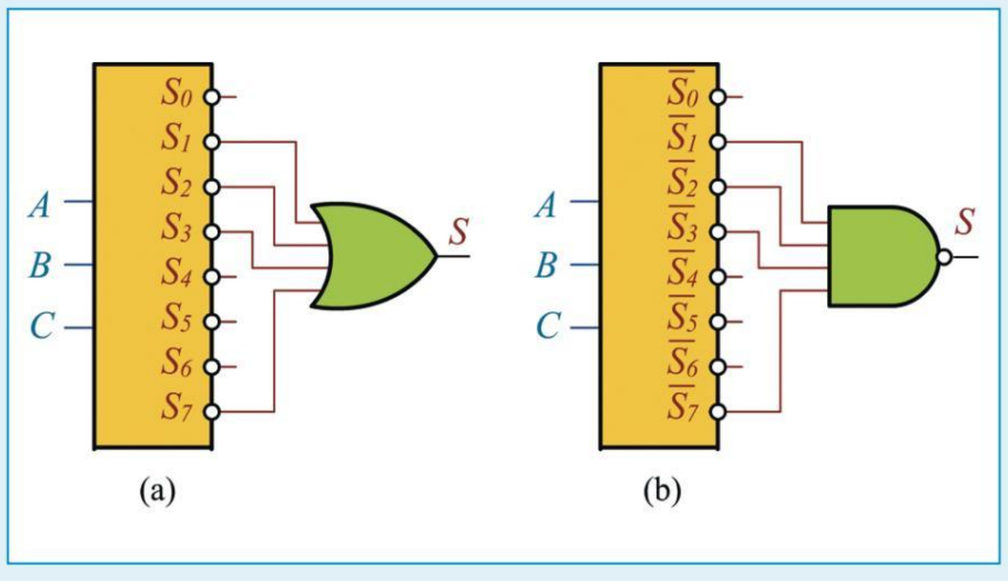


Figura 3.26. (a) Solución con decodificador de salida activa alta. (b) Solución con decodificador de salida activa baja.

3.4.2. Decodificador BCD a siete segmentos

Este tipo de decodificadores pertenece al grupo de los excitadores, ya que es capaz de proporcionar a su salida los datos necesarios para poder conectar un *display* numérico de siete segmentos. De esta forma podremos visualizar en forma decimal los datos decodificados.

El *display* o indicador numérico de siete segmentos se puede fabricar a partir de la combinación de siete diodos LED, tal como se muestra en la Figura 3.27.

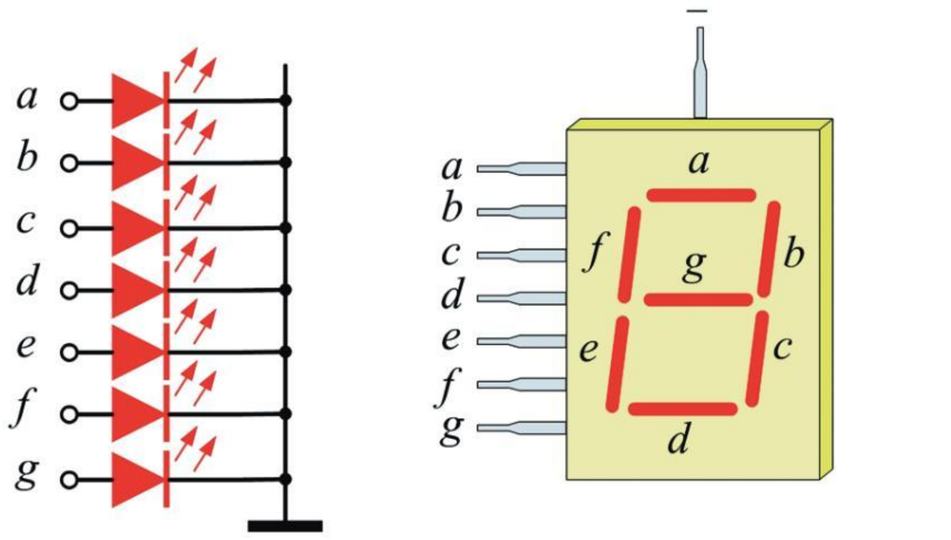


Figura 3.27. *Display* de siete segmentos con diodos LED con cátodo común.

Alimentando simultáneamente las combinaciones de diodos se pueden representar los 10 dígitos del sistema decimal, tal como se muestra en la Figura 3.28.

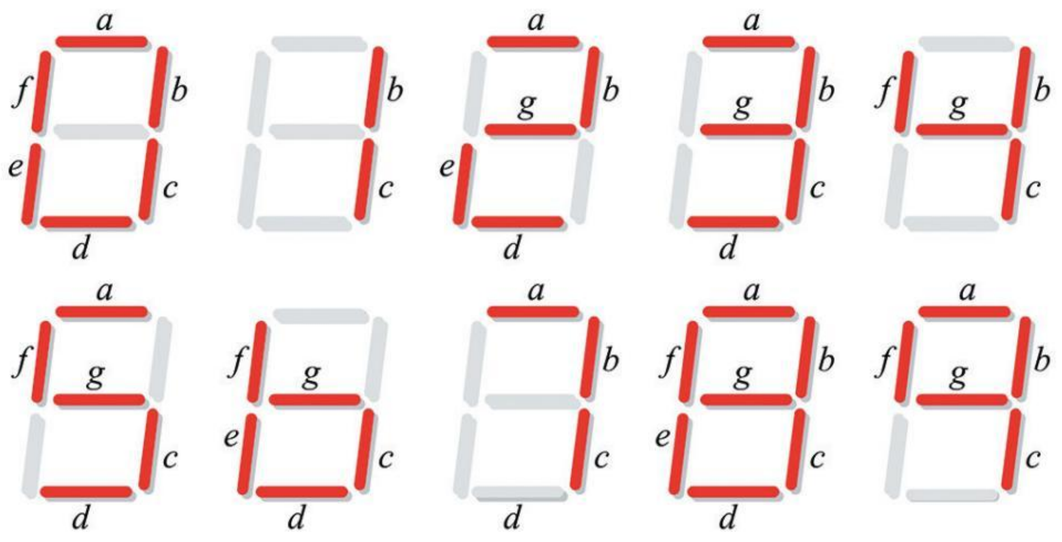


Figura 3.28. Generación de números decimales con el *display* de siete segmentos.

Para la configuración en cátodo común se requiere de un decodificador que proporcione un nivel de salida alto («1» lógico) para la activación de los diodos LED. Ahora bien, en el caso de que el decodificador sea de nivel bajo de salida («0» lógico), para que los diodos se polaricen adecuadamente, será necesario utilizar un *display* en el que estén conectados en ánodo común, tal como se muestra en la Figura 3.29.

Aunque el uso del *display* con diodos LED se sigue utilizando, en la actualidad es muy común encontrarse con *display* que reemplazan los diodos por siete segmentos de cristal líquido (LCD). Los LCD poseen un consumo de potencia mucho menor, pero en su contra tienen que no se

© Ediciones Paraninfo

pueden ver en la oscuridad, ya que funcionan polarizando la luz que incide en cada uno de los segmentos activados.

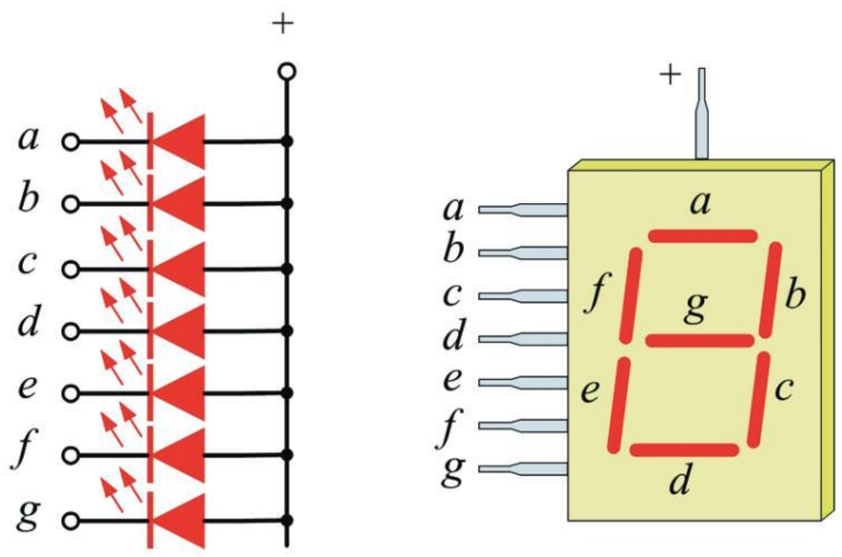


Figura 3.29. *Display* de siete segmentos con diodos LED con ánodo común.

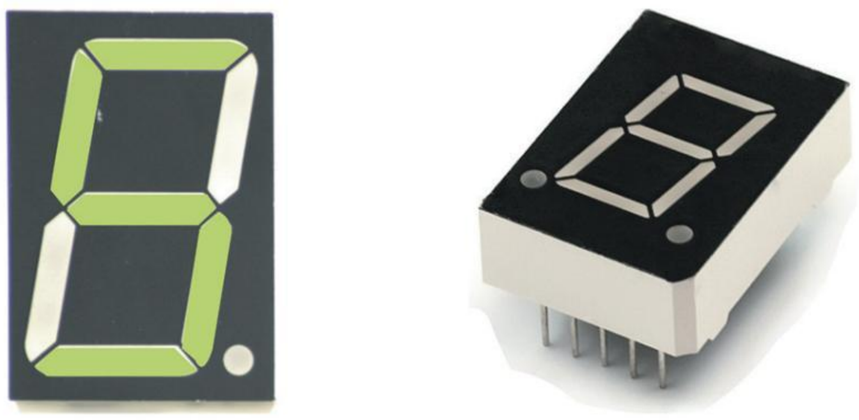
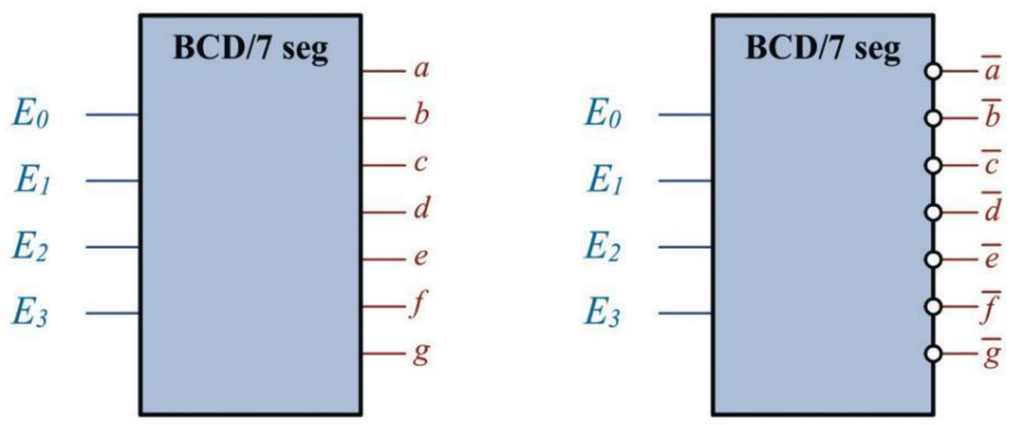


Figura 3.30. *Display* de siete segmentos LCD.

En la Figura 3.31 se muestra el símbolo lógico de un decodificador BCD a siete segmentos con cátodo común y otro con ánodo común.



(a) Cátodo común (b) Ánodo común

Figura 3.31. Símbolo lógico del decodificador BCD a siete segmentos.

Actividad propuesta 3.3

Completa la tabla de la verdad de la Figura 3.32 correspondiente a un decodificador a siete segmentos de ánodo común. Para ello, observa la Figura 3.27 donde puedes comprobar qué diodos LED se tienen que iluminar para formar los distintos números decimales cuando aparezca un «0» lógico en las salidas *a, b, c, d, e, f* y *g* del decodificador.

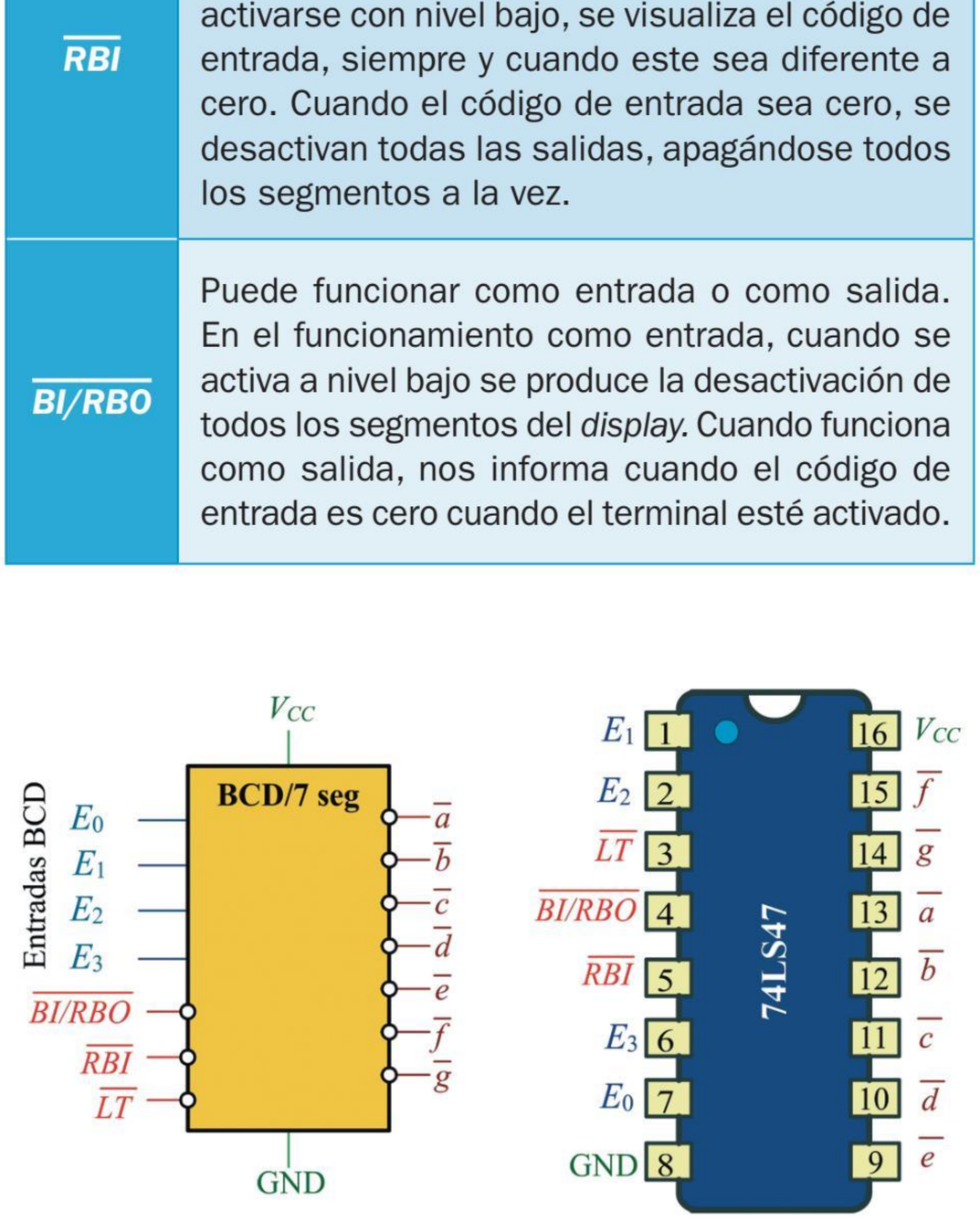
La solución a esta Actividad propuesta la puedes encontrar dentro del MATERIAL WEB elaborado para este texto.

Nº	E_3	E_2	E_1	E_0	$\overline{a}$	$\overline{b}$	$\overline{c}$	$\overline{d}$	$\overline{e}$	$\overline{f}$	$\overline{g}$
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	1	1
⋮			⋮					⋮			

Figura 3.32. Tabla de la verdad de un decodificador BCD a siete segmentos.

Un ejemplo de este tipo de decodificadores es el 74LS47 (Figura 3.33). A este dispositivo se le añaden una serie de líneas de control con la siguiente función:

$\overline{LT}$	Entrada de comprobación. Al activarse con nivel bajo («0» lógico) se activan todas las salidas y se iluminan los siete segmentos del *display*.
$\overline{RBI}$	Se utiliza con el fin de que no se visualice en el *display* el cero en ciertas circunstancias. Al activarse con nivel bajo, se visualiza el código de entrada, siempre y cuando este sea diferente a cero. Cuando el código de entrada sea cero, se desactivan todas las salidas, apagándose todos los segmentos a la vez.
$\overline{BI/RBO}$	Puede funcionar como entrada o como salida. En el funcionamiento como entrada, cuando se activa a nivel bajo se produce la desactivación de todos los segmentos del *display*. Cuando funciona como salida, nos informa cuando el código de entrada es cero cuando el terminal esté activado.



(a) Símbolo lógico (b) Diagrama de conexiones del CI

Figura 3.33. Decodificador BCD a siete segmentos 74LS47.

© Ediciones Paraninfo

Actividad propuesta 3.4

Consulta las hojas de características del circuito integrado 74LS47, analiza sus características más relevantes, y realiza su tabla de la verdad.

Estas hojas de características las podrás encontrar con facilidad en internet en las siguientes páginas web:

- http://www.datasheetlocator.com/es/
- http://www.datasheetcatalog.net/es/

En el MATERIAL WEB elaborado para este texto se incluyen las hojas de características de este circuito integrado.

3.5. Codificadores

Los codificadores realizan la función contraria que los decodificadores, codifican en forma binaria la información numérica o alfanumérica que se le aplica a su entrada.

Un codificador es un circuito combinacional con una serie de entradas por donde conectaremos la información numérica a codificar. Cuando una de ellas adopta el estado lógico «1», en las líneas de salida se genera el código de varios bits que corresponda con la información a codificar. En la Figura 3.34 se muestra el diagrama de bloques de un codificador decimal a BCD.

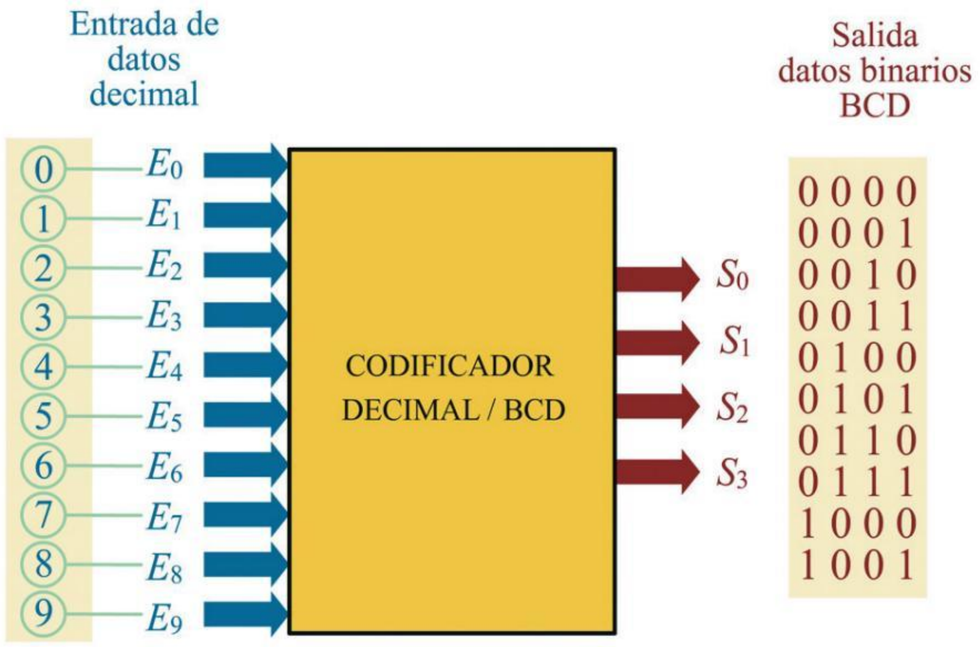


Figura 3.34. Codificador decimal a BCD.

En la Figura 3.35 se muestra la tabla de la verdad de un codificador decimal a BCD.

Nº	E_9	E_8	E_7	E_6	E_5	E_4	E_3	E_2	E_1	E_0	S_3	S_2	S_1	S_0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1
2	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0
3	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1
4	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0
5	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	1
6	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0
7	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1
8	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
9	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1

Figura 3.35. Tabla de la verdad de un codificador decimal a BCD.

3.5.1. Codificador con prioridad decimal a BCD

Para que un codificador funcione correctamente sería necesario asegurarse que solo una entrada está activa a la vez. Para evitar los problemas que se podrían ocasionar en el caso de que se presentasen varias entradas con un «1» lógico, se han desarrollado los codificadores con prioridad. Estos dispositivos producen una salida BCD correspondiente al dígito decimal de entrada de más alto orden que se encuentre activo. Así, por ejemplo, si se encuentran activas las entradas 4 y 7, el codificador proporcionará a la salida el código BCD 0111, que se corresponde con el dígito de más peso, que en este caso es el 7.

En la Figura 3.36 se muestra la tabla de la verdad de un codificador decimal a BCD con prioridad.

Nº	E_9	E_8	E_7	E_6	E_5	E_4	E_3	E_2	E_1	E_0	S_3	S_2	S_1	S_0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	X	0	0	0	1
2	0	0	0	0	0	0	0	1	X	X	0	0	1	0
3	0	0	0	0	0	0	1	X	X	X	0	0	1	1
4	0	0	0	0	0	1	X	X	X	X	0	1	0	0
5	0	0	0	0	1	X	X	X	X	X	0	1	0	1
6	0	0	0	1	X	X	X	X	X	X	0	1	1	0
7	0	0	1	X	X	X	X	X	X	X	0	1	1	1
8	0	1	X	X	X	X	X	X	X	X	1	0	0	0
9	1	X	X	X	X	X	X	X	X	X	1	0	0	1

Figura 3.36. Tabla de la verdad de un codificador decimal a BCD con prioridad.

© Ediciones Paraninfo

Prácticas de laboratorio

3.1. Comprobación del funcionamiento de un decodificador BCD a decimal. Para la realización de esta actividad utilizaremos el decodificador integrado 74HCT42 (Figura 3.37) y 10 diodos LED que conectaremos a las salidas. En la Figura 3.38 se muestra el esquema del circuito para su montaje en el entrenador didáctico.

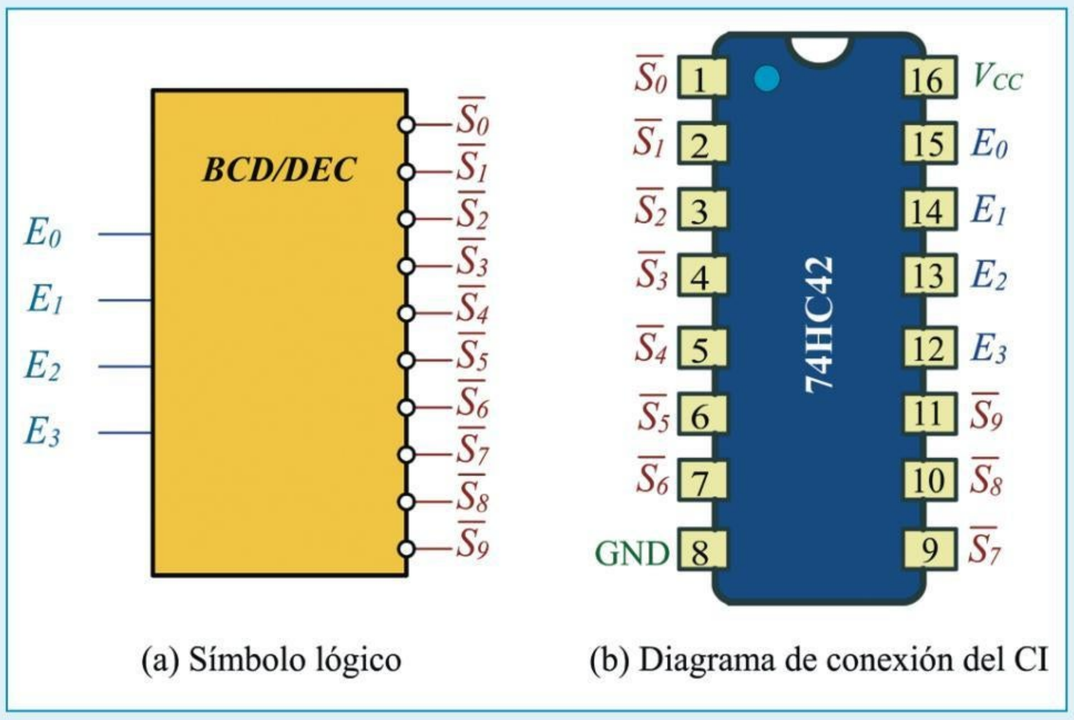


Figura 3.37. Decodificador 74HC42 de cuatro entradas binarias y 10 salidas con salida activa baja.

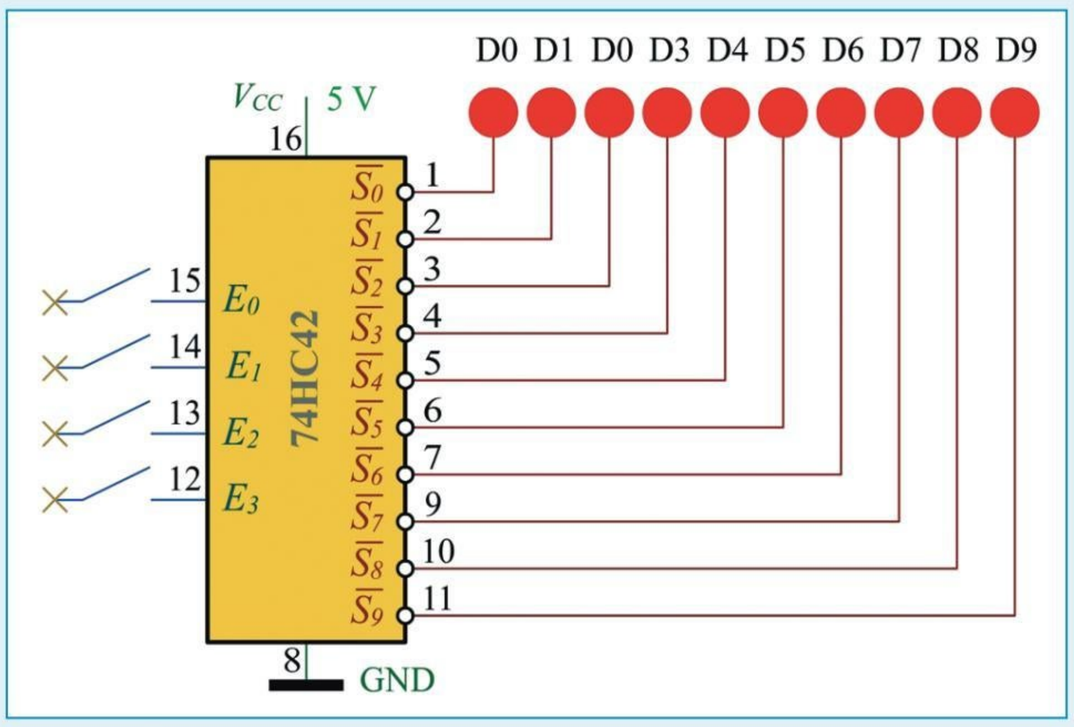


Figura 3.38. Esquema del decodificador BCD a decimal para montaje en entrenador didáctico.

En el caso de realizar el montaje sobre una placa *protoboard* necesitaremos además cuatro conmutadores para la entrada de datos y 10 resistencias de 330 Ω para la conexión de los diodos LED, tal como se muestra en el esquema de la Figura 3.39.

Una vez montado el circuito consigue las diferentes combinaciones del código BCD abriendo y cerrando los conmutadores de entrada y comprueba las salidas activas en función del número de diodo que se enciende. Con los datos obtenidos escribe la tabla de la verdad.

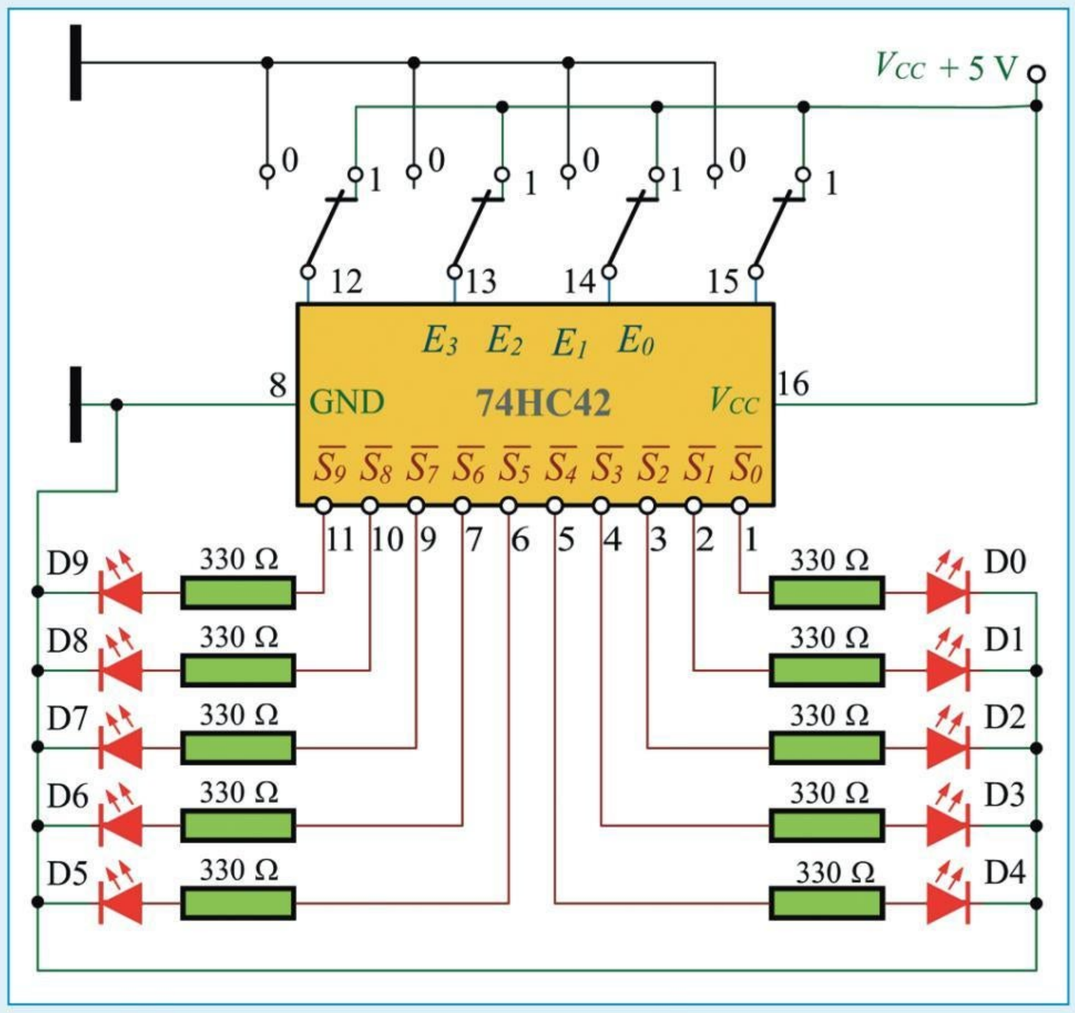


Figura 3.39. Esquema del decodificador BCD a decimal para montaje en placa *protoboard.*

3.2. Comprobación de un multiplexor de ocho entradas. Para la realización de esta actividad utilizaremos el multiplexor integrado 74HC151 (Figura 3.40).

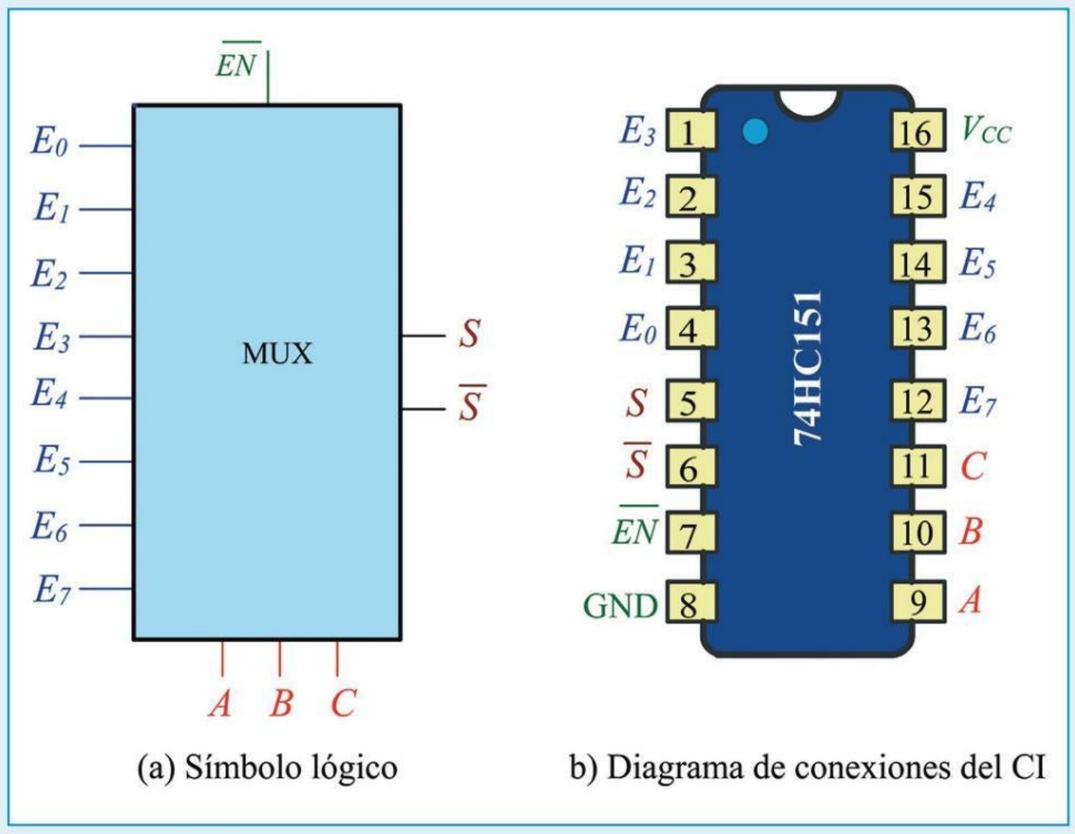


Figura 3.40. Multiplexor de ocho entradas 74HC151.

En la Figura 3.41 se muestra el esquema del circuito para su montaje en el entrenador didáctico.

Una vez montado, comprueba cómo se traslada la información presente en las entradas hacia la salida, en función del número binario que activemos en las tres líneas de selección de datos. Con los datos obtenidos completa la tabla de la verdad de la Figura 3.42.

© Ediciones Paraninfo

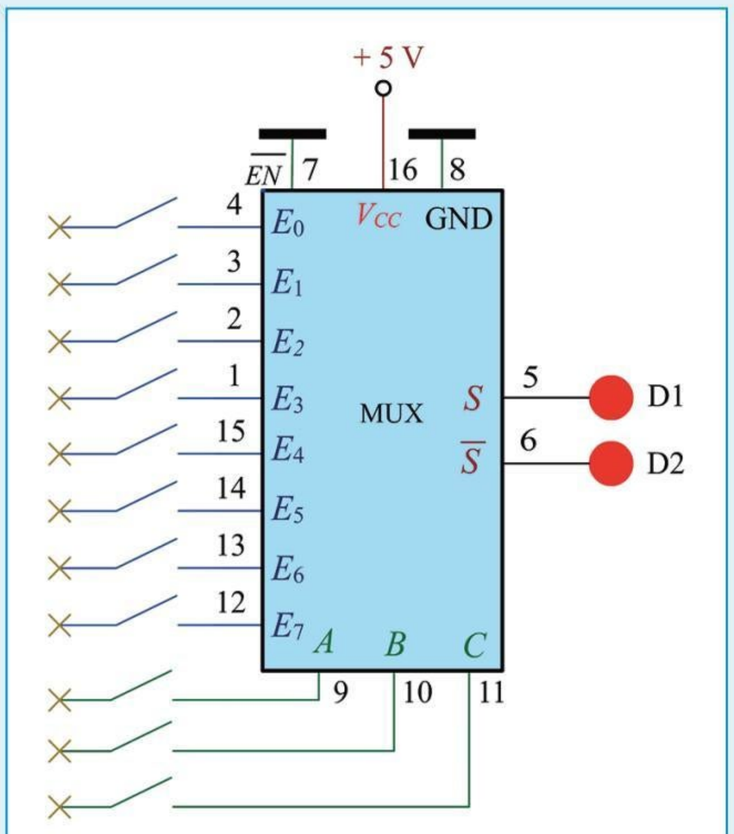


Figura 3.41. Esquema del multiplexor para su montaje en el entrenador didáctico.

EN	A	B	C	E_0	E_1	E_3	E_4	E_5	E_6	E_7	S	$\overline{S}$
0	0	0	0	0	X	X	X	X	X	X	0	1
⋮	⋮				⋮						⋮	

Figura 3.42. Tabla de la verdad.

3.3. Diseño de una alarma con un multiplexor. En la Actividad resuelta 3.1 hemos diseñado un circuito combinacional con un multiplexor de ocho entradas para poner en funcionamiento una alarma de tres entradas. Se trata de que compruebes de forma práctica el funcionamiento del circuito. Para ello puedes utilizar el multiplexor 74HC151.

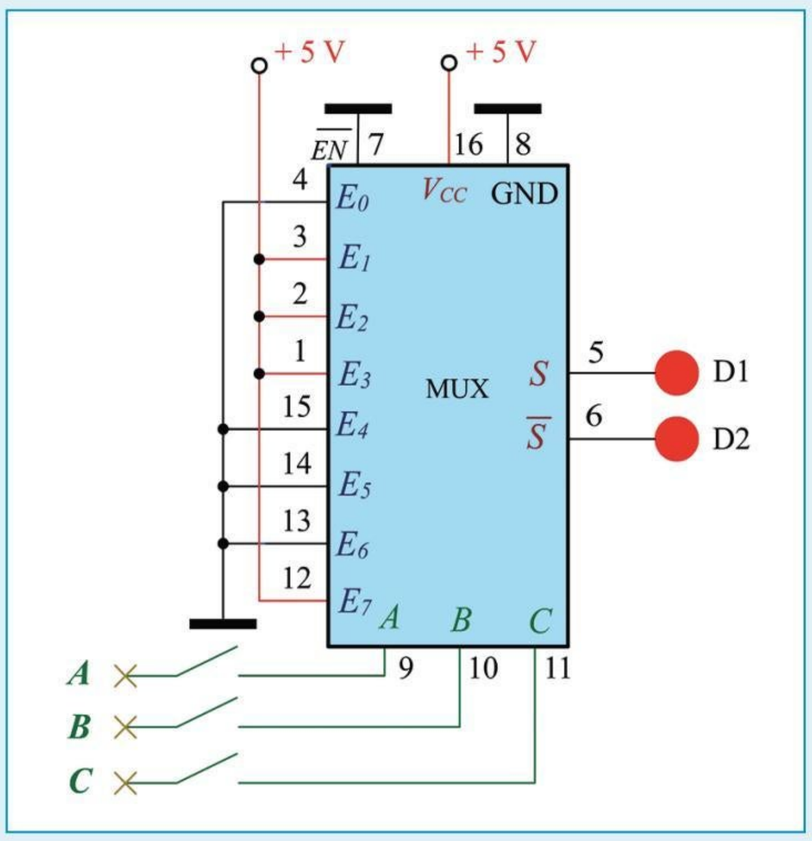


Figura 3.43. Esquema para el diseño de una alarma con el multiplexor 74HC151.

Con la ayuda de la Figura 3.43 y el profesor, dibuja el esquema de conexiones para llevar a cabo esta actividad en el entrenador didáctico y, una vez comprobado su funcionamiento, escribe la tabla de la verdad.

3.4. Comprobación del funcionamiento de un demultiplexor. Consigue las hojas de características del multiplexor integrado 74HC138 (las puedes encontrar en el MATERIAL WEB) y con ayuda del profesor comprueba de forma práctica el funcionamiento de este demultiplexor.

3.5. Decodificador BCD a siete segmentos. Para la realización de esta actividad utilizaremos el decodificador integrado 74LS47 (Figura 3.44).

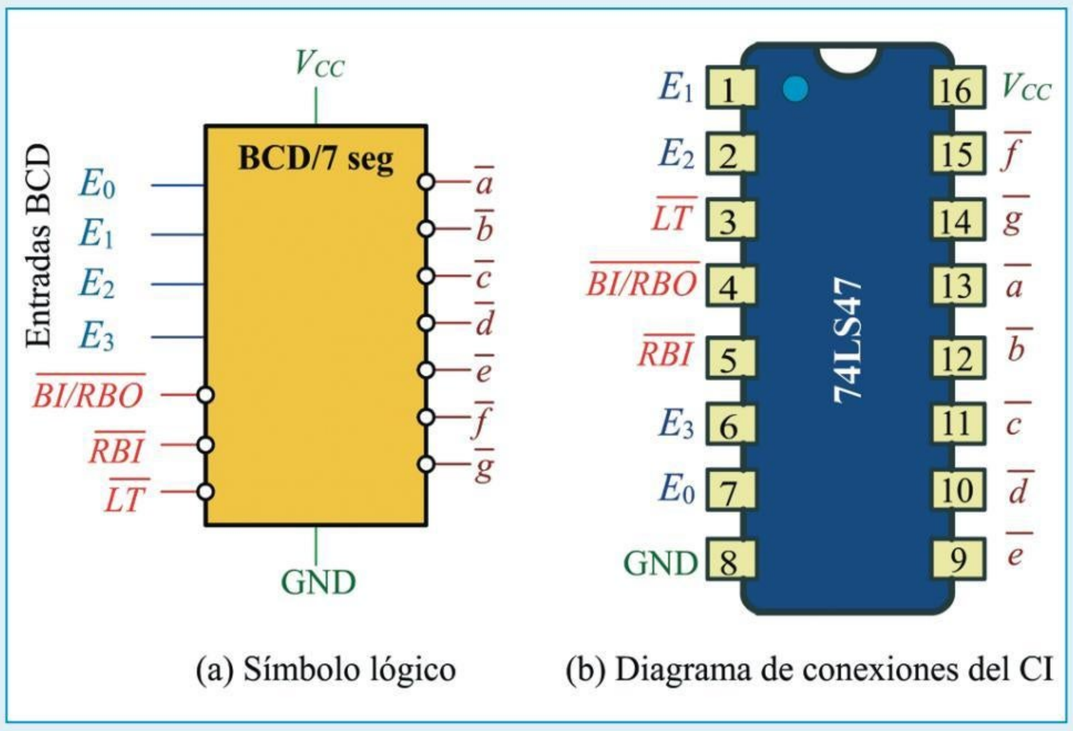


Figura 3.44. Decodificador BCD a siete segmentos 74LS47.

Dado que este decodificador pone sus salidas activas a nivel bajo («0» lógico), necesitaremos un *display* de siete segmentos con los diodos conectados en ánodo común. Para la alimentación correcta de los siete diodos LED de cada segmento, necesitaremos conectar a cada uno de ellos una resistencia de 330 Ω, por lo que necesitaremos un módulo de 7 × 330 Ω. En la Figura 3.45 se muestra el esquema del circuito para su montaje en el entrenador didáctico.

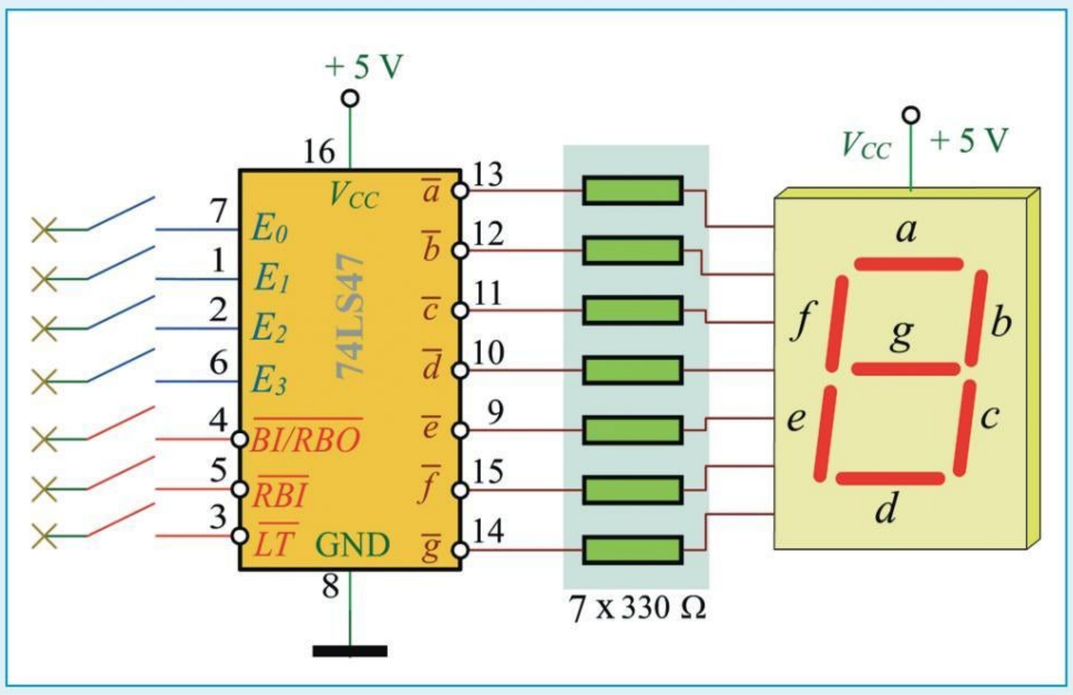


Figura 3.45. Esquema del decodificador BCD a siete segmentos.

Una vez montado el circuito consigue las diferentes combinaciones del código BCD abriendo y cerrando los conmutadores de entrada y comprueba que el código binario introducido se corresponde con el número decimal visualizado en el *display.*

© Ediciones Paraninfo

Actividades de comprobación

3.1. Los sistemas combinacionales se caracterizan porque:

a) Sus salidas solo dependen del valor que adquieran sus entradas.

b) Poseen realimentación.

c) Las salidas permanecen constantes.

3.2. La función de un multiplexor es:

a) Seleccionar qué salida de datos debe transmitirse a la entrada.

b) Seleccionar qué entrada de datos debe transmitirse a una única salida.

c) Convertir un código binario a decimal.

3.3. ¿Cuántas entradas de selección serán necesarias en un multiplexor de 16 entradas?

a) 2.

b) 3.

c) 4.

3.4. ¿Para qué sirve la entrada de inhibición (Enable) en un multiplexor?

a) Invierte la multiplexión.

b) Lo convierte en demultiplexor.

c) Hace que funcione o no funcione el multiplexor.

3.5. Diseña un circuito combinacional con un multiplexor de ocho entradas que cumpla con la siguiente función lógica:

$$S = \overline{A}\,\overline{B}C + \overline{A}B\overline{C} + A\overline{B}\overline{C}$$

3.6. La función de un demultiplexor es:

a) Seleccionar a qué salida de datos deben transmitirse los datos de la entrada.

b) Seleccionar qué entrada de datos debe transmitirse a varias la salida.

c) Convertir un código binario a decimal.

3.7. ¿Cuántas líneas de selección de datos tendrá un demultiplexor de 16 salidas?

a) 2.

b) 4.

c) 8.

3.8. La función de un decodificador es:

a) Convertir un código decimal a binario.

b) Seleccionar qué entrada de datos debe transmitirse a varias la salida.

c) Convertir un código binario a decimal.

3.9. Diseña un circuito combinacional con un decodificador que cumpla con la siguiente función lógica:

$$S = \overline{A}\,\overline{B}C + \overline{A}BC + A\overline{B}\overline{C} + ABC$$

3.10. ¿Qué diodos LED se tendrán que activar en un *display* de siete segmentos para poder visualizar el número 3?

a) a, b, c, d, g.

b) d, f, e, d, g.

c) a, b, c, d, e, f, g.

3.11. Para que se activen los diodos en un *display* de siete segmentos con ánodo común es necesario aplicar un nivel lógico a su entrada de:

a) 1.

b) 0.

c) Indiferente.

3.12. Para que se activen los diodos en un *display* de siete segmentos con cátodo común es necesario conectarlo a un decodificador que posea sus salidas activas para un nivel lógico igual a:

a) 1.

b) 0.

c) Indiferente.

3.13. La entrada de comprobación de un decodificador BCD a siete segmentos, que es capaz de activar a la vez los siete segmentos del *display,* tiene el nombre de:

a) RBI.

b) LT.

c) BI/RBO.

3.14. La función del codificador es:

a) Convertir un código decimal a binario.

b) Seleccionar qué entrada de datos debe transmitirse a varias la salida.

c) Convertir un código binario a decimal.

3.15. En un codificador con prioridad:

a) En el caso de que varias entradas se activen a la vez, solo atiende al dígito decimal más bajo.

b) En el caso de que varias entradas se activen a la vez, desactiva el codificador.

c) En el caso de que varias entradas se activen a la vez, solo atiende al dígito decimal más alto.

© Ediciones Paraninfo

Actividades de ampliación

3.1. Análisis de la hoja de características del CI 74LS147. El 74LS147 es un codificador con prioridad con entradas a nivel bajo para los números decimales del 0 al 9, y salidas BCD activas a nivel bajo. Consulta las hojas de características de este circuito integrado, analiza el diagrama de terminales del CI (Figura 3.46) y su tabla de la verdad (Figura 3.47).

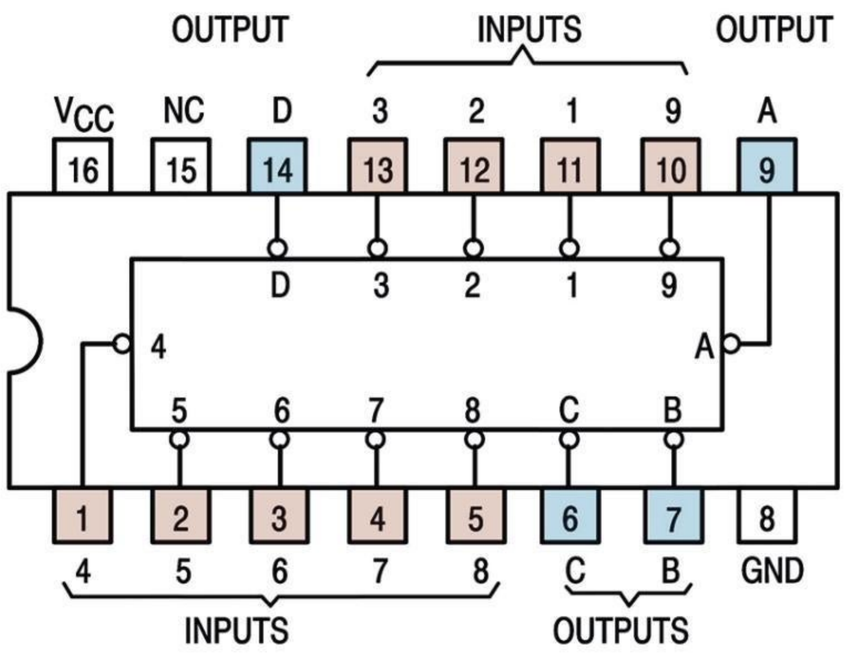


Figura 3.46. Conexiones del codificador 74LS147.

INPUTS									OUTPUTS			
1	2	3	4	5	6	7	8	9	D	C	B	A
H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H
X	X	X	X	X	X	X	X	L	L	H	H	L
X	X	X	X	X	X	X	L	H	L	H	H	H
X	X	X	X	X	X	L	H	H	H	L	L	L
X	X	X	X	X	L	H	H	H	H	L	L	H
X	X	X	X	L	H	H	H	H	H	L	H	L
X	X	X	L	H	H	H	H	H	H	L	H	H
X	X	L	H	H	H	H	H	H	H	H	L	L
X	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L	H
L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L

H = HIGH Logic Level, L = LOW Logic Level, X = Irrelevant

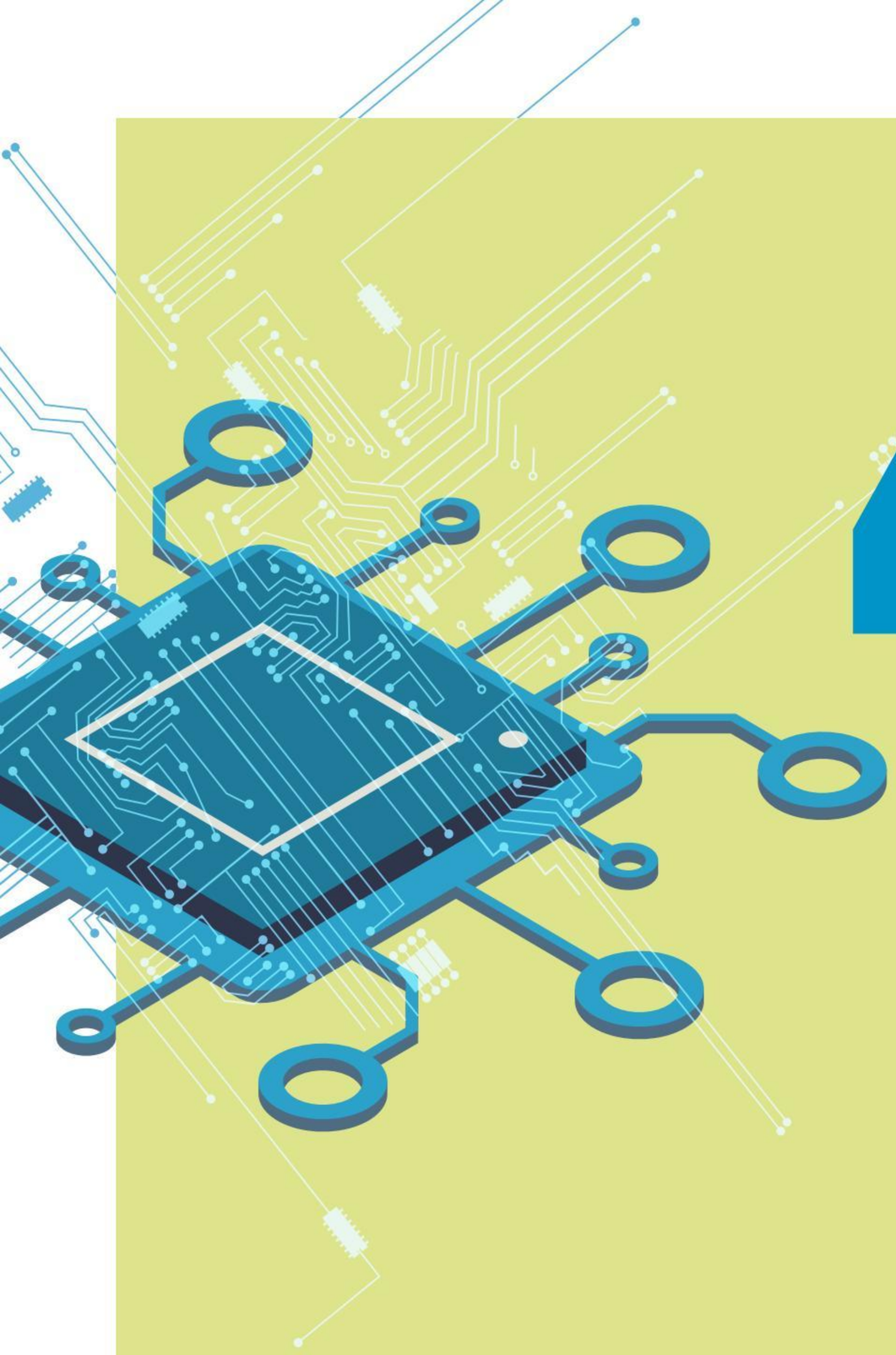
Figura 3.47. Tabla de la verdad del codificador 74LS147.

Lo primero que se observa es que existen nueve entradas (*inputs*) numeradas del 1 al 9 y que se activan a nivel bajo (con un «0» lógico). Además, existen cuatro salidas (*outputs*) A, B, C y D de lógica negativa y que proporcionan un «0» lógico cuando se activan.

Como habrás podido comprobar, en las hojas de características que facilitan los fabricantes de circuitos integrados, la forma habitual de representar un «1» lógico es mediante la letra «H» (*HIGH Logic Level,* que se traduce por «nivel lógico alto»). Para representar el «0» lógico se utiliza la letra «L» (*LOW Logic Level,* que se traduce por «nivel lógico bajo»). La letra «X» se utiliza para indicar que es igual que el estado de la variable sea «1» o «0» (alto «H» o bajo «L»).

Así, por ejemplo, para introducir por la entrada el número decimal «8», habría que poner a nivel bajo (L) («0» lógico) la entrada 8, además de poner a nivel alto (H) («1» lógico) la entrada 9. El resto de las entradas es indiferente si están a nivel alto o bajo (X). En la salida obtendríamos el código digital 0111 (LHHH); como estamos trabajando con lógica negativa, en realidad lo que hemos obtenido es el número binario con las cifras invertidas: 1000, que se corresponde con el 8 en BCD.

© Ediciones Paraninfo



4 Sistemas secuenciales

Contenidos

- **4.1.** Realimentación en un circuito digital
- **4.2.** Biestable R-S
- **4.3.** Biestable J-K asíncrono
- **4.4.** Biestable D síncrono activado por flanco
- **4.5.** Biestable síncrono T
- **4.6.** Biestables síncronos integrados con señales de *Preset* y *Clear*
- **4.7.** Contadores

Los biestables cumplen con una función muy importante en la electrónica digital. Así, por ejemplo, se pueden utilizar para medir la frecuencia, contar el tiempo, generar señales de forma secuencial, memorizar registros (palabras en código binario), etc. Los biestables se utilizan fundamentalmente para almacenar un bit binario, representado por un estado eléctrico alto o bajo. El circuito secuencial más simple es un biestable tipo R-S, a partir del cual se construyen otros tipos de biestables como el J-K, el D y el T.

Objetivos

- Conocer los diferentes tipos de biestables y sus características.
- Diferenciar entre un biestable síncrono y otro asíncrono.
- Verificar el funcionamiento básico de los sistemas secuenciales básicos.
- Montar y simular circuitos con biestables.

4.1. Realimentación en un circuito digital

El principio de funcionamiento de un biestable se basa en la realimentación, que consiste en tomar parte de la información de la señal presente en la salida (Q_t) e introducirla en alguna de las entradas del circuito combinacional, de tal forma que la nueva salida (Q_{t+1}) que se produzca dependerá del estado anterior de la salida (Q_t) (Figura 4.1).

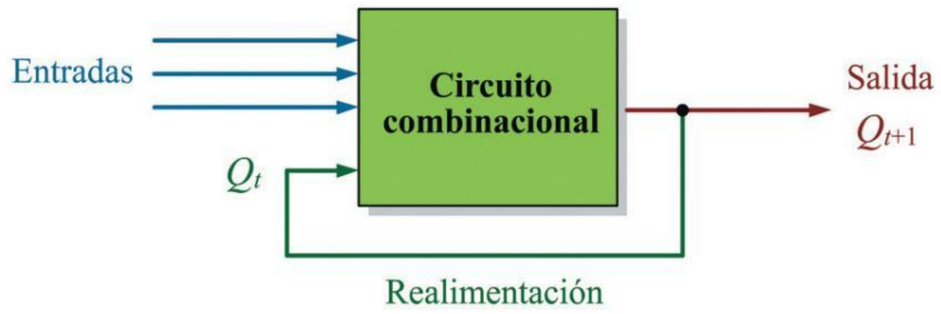


Figura 4.1. Realimentación en un circuito combinacional.

4.1.1. Realimentación en un circuito estable

Para entender mejor estos conceptos vamos a poner un ejemplo muy sencillo. En la Figura 4.2 se ha conectado un pulsador E_1 a una puerta OR de dos entradas y se ha tomado la señal de salida y se ha conectado a la otra entrada de la puerta lógica, estableciendo una red de realimentación.

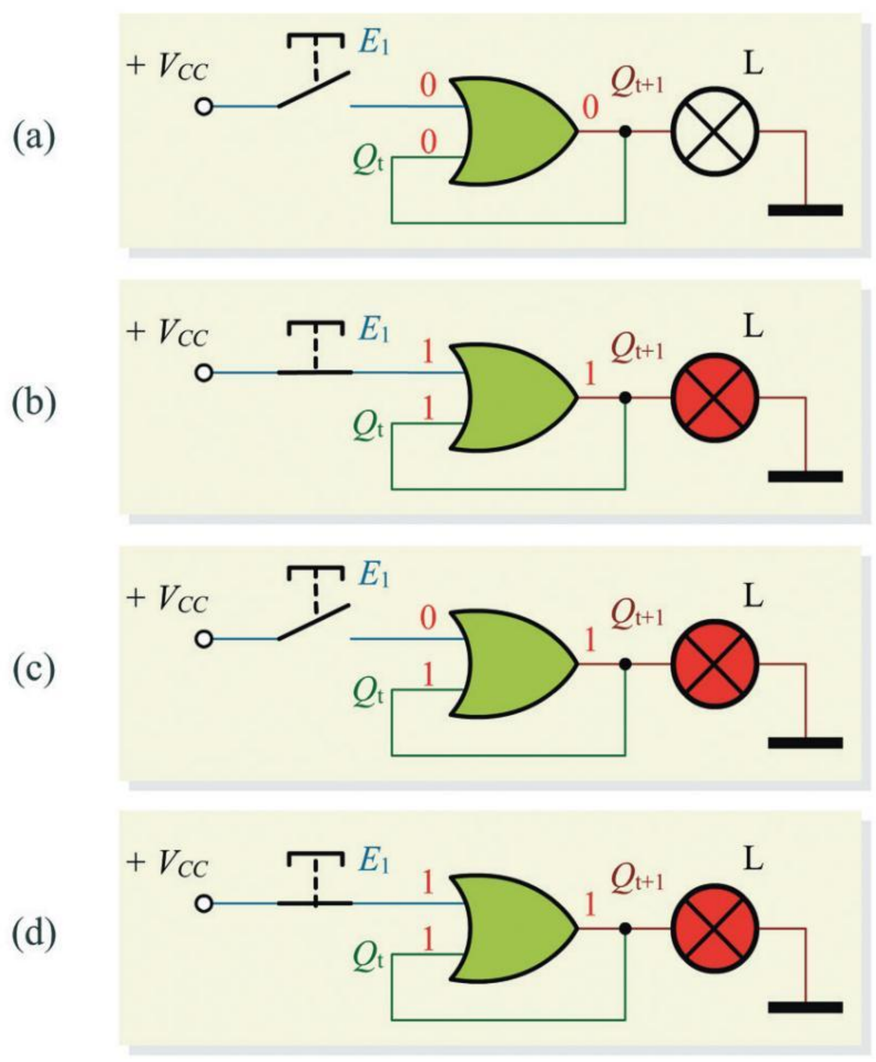


Figura 4.2. Puerta OR realimentada.

El funcionamiento se podría resumir así:

- Figura 4.2(a): inicialmente y sin pulsar E_1, la salida permanece inactiva y la lámpara apagada.
- Figura 4.2(b): al accionar el pulsador E_1, la salida se activa y la lámpara se enciende.
- Figura 4.2(c): al dejar de pulsar E_1, la salida sigue activa ($Q_{t+1} = 1$) gracias a la realimentación ($Q_t = 1$) que al estar conectada a una de las entradas de la puerta OR consigue un «1» lógico en la salida y mantiene la lámpara encendida.
- Figura 4.2(d): aunque volvamos a pulsar E_1, la salida no cambia y la lámpara permanece encendida de forma indefinida.

En la Figura 4.3 se muestra la tabla de la verdad de este circuito en la misma secuencia que hemos explicado su funcionamiento. Aclararemos que: Q_t es el estado de la salida en el momento de accionar el pulsador de entrada, y Q_{t+1} es el cambio que se produce en la salida una vez accionado dicho pulsador, es decir un tiempo después.

Fig.	Entradas E_1	Entradas Q_t	Salida Q_{t+1}	Estado de la salida
(a)	0	0	0	L apagada
(b)	1	0	1	Se pulsa E_1 y L se enciende
(c)	0	1	1	Aunque no se pulse E_1, L sigue encendida
(d)	1	1	1	Si se vuelve a pulsar E_1, L sigue encendida

Q_t = salida en el momento de accionar el pulsador E_1
Q_{t+1} = salida un tiempo después de accionar el pulsador E_1

Figura 4.3. Tabla de la verdad del circuito realimentado.

El circuito que acabamos de estudiar podríamos decir que posee memoria, ya que es capaz de recordar la acción del pulsador, aun después de haberlo dejado de pulsar. También se podría afirmar que es un circuito estable de un solo estado y que una vez que la salida se pone a «1» (lámpara encendida), ese «1» ya no se puede borrar (la lámpara no se puede apagar).

4.1.2. Realimentación en un circuito biestable

¿Cómo podríamos apagar la lámpara del circuito de la Figura 4.2, una vez activado el pulsador E_1?

Para ello deberíamos conseguir que el circuito tuviese dos estados posibles (biestable), uno para encendido y otro para apagado. En la Figura 4.4 se muestra el circuito que se propone para dar solución a este planteamiento. La idea es añadir un pulsador E_2, de tal forma que al accionarlo apague la lámpara.

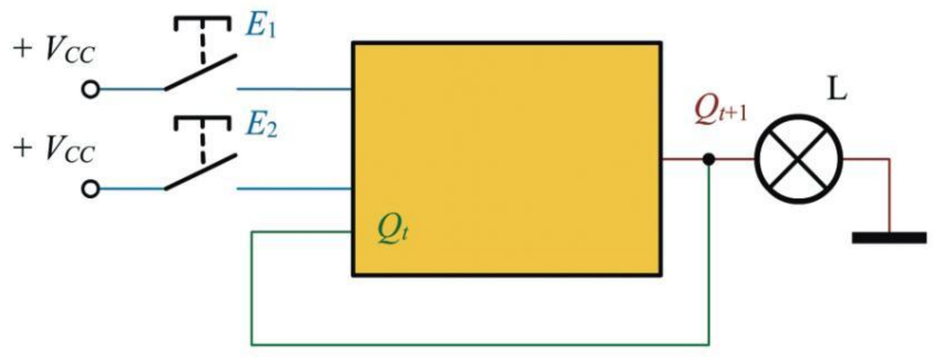


Figura 4.4. Diagrama de bloques para el apagado y encendido de la lámpara con dos pulsadores.

© Ediciones Paraninfo

En la Figura 4.5 se ha realizado la tabla de la verdad que se corresponde con el funcionamiento deseado para este circuito.

Entradas			Salida	
E_1	E_2	Q_t	Q_{t+1}	Estado de la salida
0	0	0	0	L apagada
1	0	0	1	Se pulsa E_1 y L se enciende
0	0	1	1	Aunque no se pulse E_1, L sigue encendida
1	0	1	1	Si se vuelve a pulsar E_1, L sigue encendida
0	1	1	0	Se pulsa E_2 y L se apaga
0	1	0	0	Si se vuelve a pulsar E_2, L sigue apagada
1	1	0	X	Estado prohibido
1	1	1	X	Estado prohibido

Q_t = salida en el momento de accionar uno de los pulsadores
Q_{t+1} = salida un tiempo después de accionar uno de los pulsadores

Figura 4.5. Tabla de la verdad para un circuito con dos estados de salida.

Para implementar el circuito lógico que cumpla con esta tabla de la verdad, pasaremos primero a simplificar la función obtenida mediante el mapa de Karnaugh, tal como se muestra en la Figura 4.6, obteniéndose la siguiente función de salida:

$$S = Q_{t+1} = E_1 + \overline{E}_2 \cdot Q_t$$

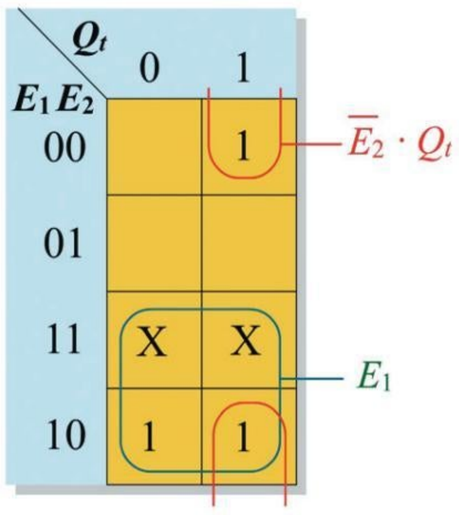


Figura 4.6. Mapa de Karnaugh para la simplificación de la función.

En la Figura 4.7 se muestra el circuito que implementa esta función.

Si ahora aplicamos los teoremas de Morgan podríamos realizar este mismo circuito con puertas NAND, el resultado es el que se muestra en la Figura 4.8.

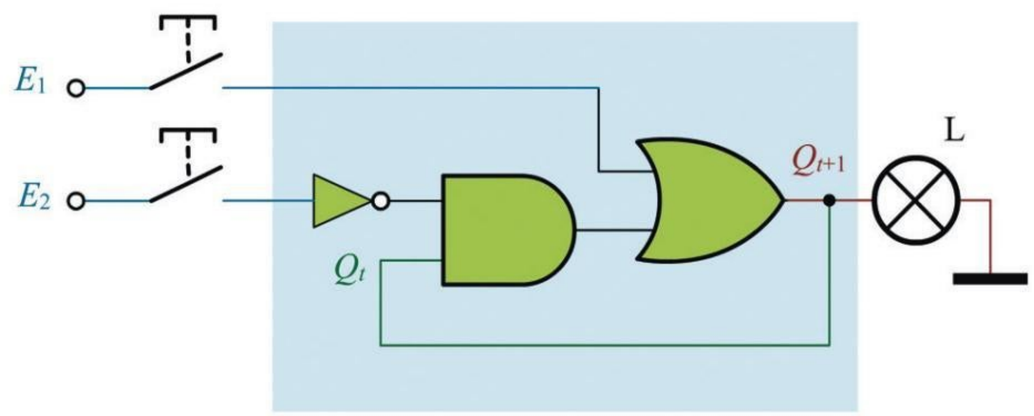


Figura 4.7. Circuito simplificado.

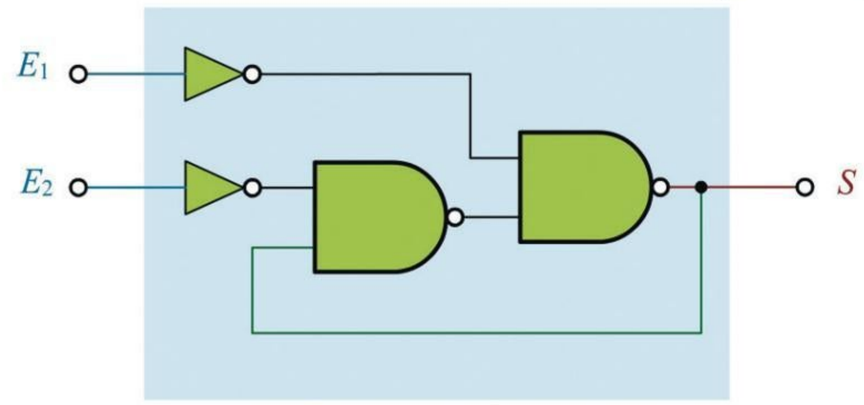


Figura 4.8. Circuito con puertas NAND.

En la práctica resulta más habitual encontrarnos este tipo de circuito ordenado como en la Figura 4.9(a). Aquí se han dispuesto dos posibilidades de salida, S y $\overline{S}$ que toman valores opuestos. En la Figura 4.9(b) se muestra el circuito resuelto con puertas NOR.

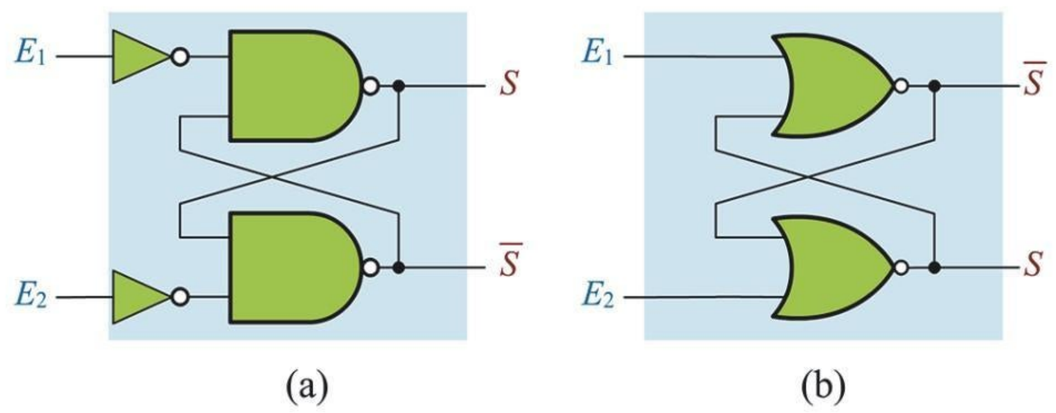


Figura 4.9. Circuito interno de un biestable. (a) Con puertas NAND. (b) Con puertas NOR.

A los circuitos conseguidos en la Figura 4.9 se les conoce por el nombre de biestables o *flip-flop*. El nombre se debe a que tienen la posibilidad de alcanzar dos estados estables.

4.2. Biestable R-S

En la Figura 4.10 se muestra un biestable R-S asíncrono construido como un solo bloque. Su circuito interno es el que ya hemos analizado en la Figura 4.9. Es un circuito que posee dos entradas R (*reset* – borrar) y S (*set* – grabar) y dos salidas, Q y $\overline{Q}$, que toman valores opuestos. Estas salidas son complementarias, de tal forma que cuando una esté en alto («1» lógico), la otra estará en bajo («0» lógico).

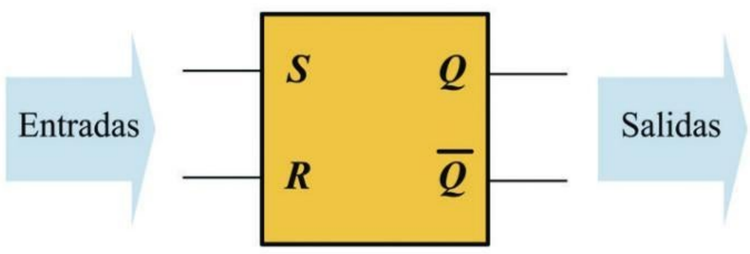


Figura 4.10. Biestable asíncrono R-S.

Su funcionamiento es como sigue:

- Al activarse la entrada R (reseteado), la salida Q pasa a nivel bajo o puesta a 0.
- Al activarse la entrada S (grabado), la salida Q pasa a nivel alto o puesta a 1.

© Ediciones Paraninfo

- Nunca deben activarse las dos entradas a la vez, ya que las dos salidas, Q y $\overline{Q}$, tienden a tomar el mismo valor, por lo que no se puede asegurar en qué estado queda la salida.

En la Figura 4.11 se muestra su tabla de la verdad, y en la Figura 4.12 un cronograma con las señales de entrada y las señales obtenidas en las salidas en función de las primeras y en el transcurso del tiempo.

R	S	Q	$\overline{Q}$	
0	0	0	1	
0	1	1	0	→ Función Set - grabado
1	0	0	1	→ Función Reset - borrado
1	1	X	X	→ Estado indeterminado (prohibido)

Figura 4.11. Tabla de la verdad de un biestable R-S.

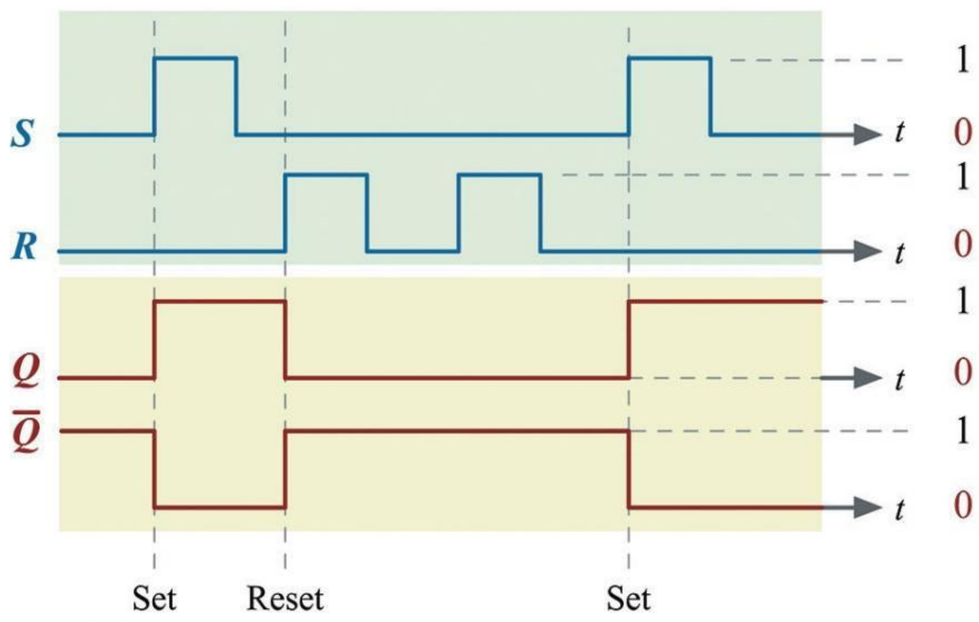


Figura 4.12. Cronograma de señales de un biestable R-S.

Tal como hemos podido comprobar, el biestable R-S asíncrono posee un estado indefinido cuando ambas entradas están a nivel alto. Para evitar esta situación existen otros biestables como los J-K que estudiaremos más adelante.

4.2.1. Biestable R-S síncrono activado por nivel

A los biestables síncronos se les añade una entrada más (*Ck*), conocida por el nombre de sincronismo o reloj (Figura 4.13). La señal de sincronismo consta de un tren de impulsos que fija la frecuencia de funcionamiento del biestable, de tal forma que las señales de entrada solo pueden provocar una variación en el estado de la salida si hay presente señal de sincronismo, tal como se muestra en el cronograma de la Figura 4.15.

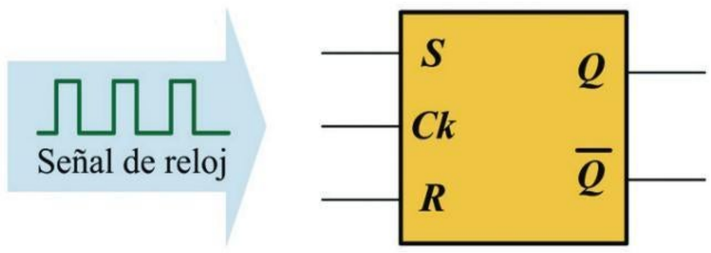


Figura 4.13. Símbolo del biestable R-S síncrono.

En la Figura 4.14 se muestra el circuito interno con puertas lógicas de un biestable R-S síncrono, al que se le han añadido dos puertas NAND para conectar la entrada *Ck* de sincronismo.

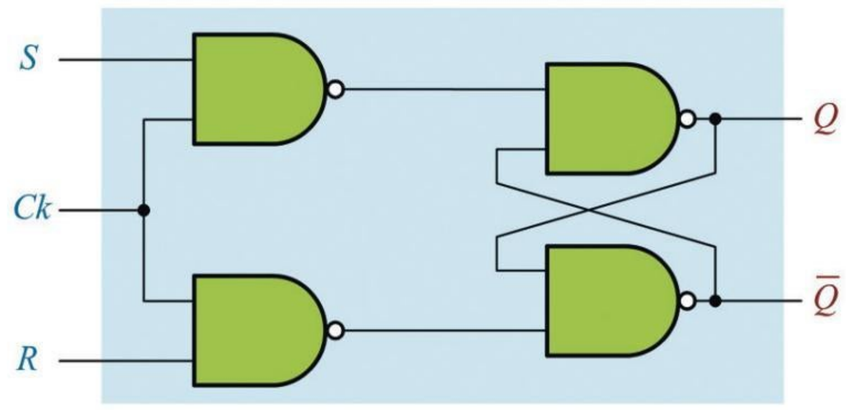


Figura 4.14. Estructura interna de un biestable R-S síncrono.

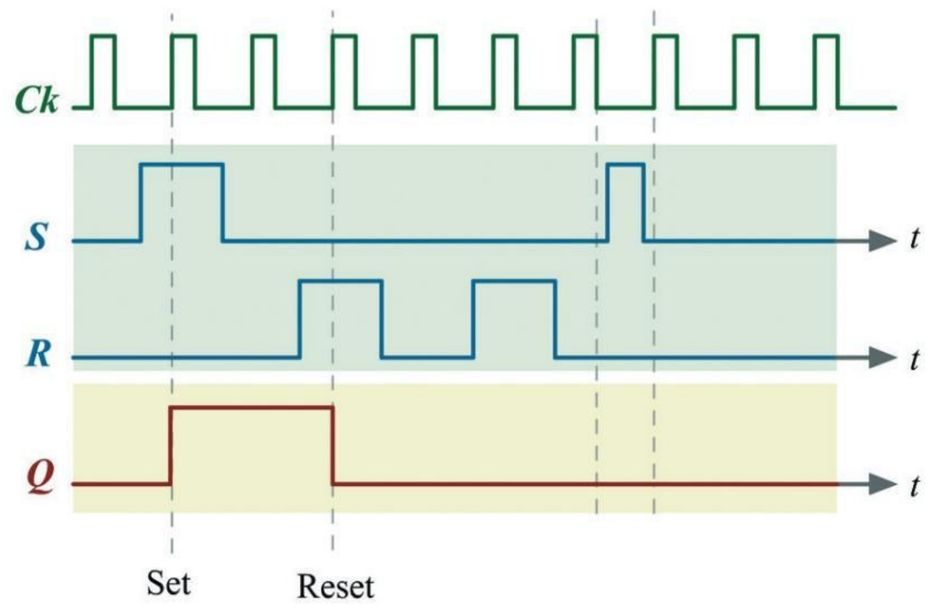


Figura 4.15. Cronograma de un biestable R-S síncrono.

En el cronograma de este biestable podemos observar cómo la entrada *S* solo produce un cambio en la salida *Q* cuando coincide con una señal activa de nivel alto en la señal de sincronismo, lo mismo ocurre con la entrada *R*. Mientras que la señal del reloj permanezca a nivel bajo, el biestable no basculará, incluso aunque haya cambio de nivel en las entradas.

Si analizamos la tabla de la verdad de la Figura 4.16, seguimos observando un estado de inestabilidad en la salida de este biestable, que se produce cuando la señal de sincronismo del reloj y las dos entradas están a nivel alto. Cuando se da esta coincidencia no se puede asegurar qué nivel adoptará la salida.

			Q_{t+1}	
Entradas			**Salida**	
Ck	R	S	Q	
0	X	X	Q_t	→ No hay señal de sincronismo
1	0	0	Q_t	
1	0	1	1	→ Función Set - grabado
1	1	0	0	→ Función Reset - borrado
1	1	1	X	→ Estado indeterminado

Q_t = nivel de salida anterior al pulso de reloj

Figura 4.16. Tabla de la verdad de un biestable R-S síncrono.

© Ediciones Paraninfo

Biestable síncrono: las señales de entrada solo pueden provocar una variación en el estado de la salida si hay presente señal de sincronismo del reloj.

Biestable asíncrono: las señales de entrada pueden provocar una variación en el estado de la salida en todo instante.

4.2.2. Biestable R-S síncrono activado por flancos de reloj

Una forma de evitar que los biestables síncronos presenten funcionamientos inesperados sería la de acortar el tiempo de los pulsos de sincronismo todo lo que sea posible. La forma de hacerlo es poner la condición de que el biestable solo tenga en cuenta los flancos de subida o de bajada (transiciones) de la señal de sincronismo para producir la activación. En la Figura 4.17 se muestran los parámetros típicos de una señal de sincronismo.

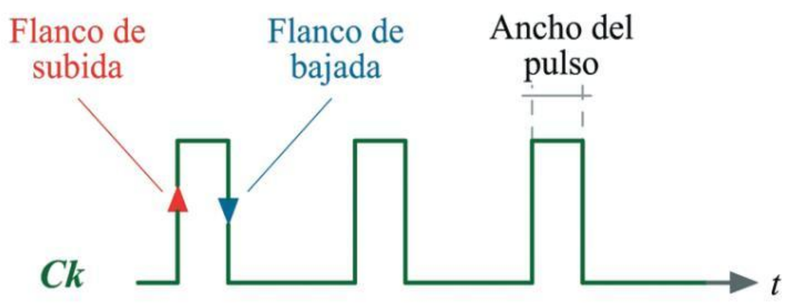
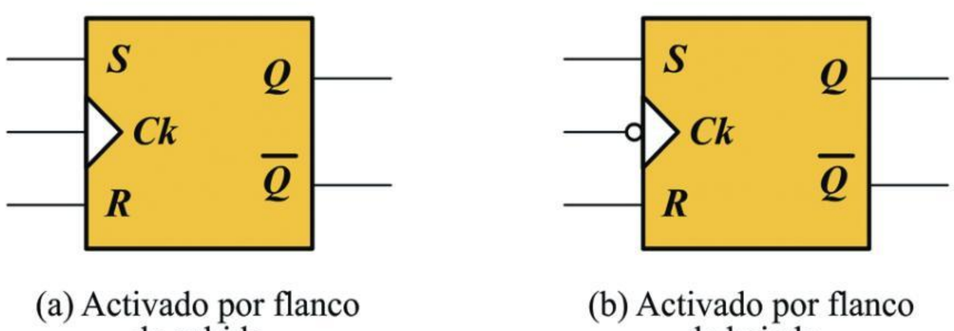


Figura 4.17. Señal de sincronismo.

Estos biestables se construyen de tal forma que solo se activan cuando se da la transición de un flanco de subida o de uno de bajada. Solo es sensible a un tipo de flanco, bien de subida o de bajada. En la Figura 4.18 se muestra el símbolo utilizado para representar un biestable activado por flancos de reloj.



(a) Activado por flanco de subida

(b) Activado por flanco de bajada

Figura 4.18. Símbolo de un biestable R-S activado por flancos de reloj.

4.3. Biestable J-K asíncrono

El biestable J-K es muy similar al R-S, con la importante modificación de eliminar la condición de salida no permitida que se da cuando ambas entradas se encuentran a nivel alto.

El biestable J-K se puede diseñar a partir de un biestable R-S. Para ello basta con conectar dos puertas AND a las entradas, tal como se muestra en la Figura 4.19. Tal como están conectadas, será imposible que las dos salidas de estas puertas AND, que alimentan a las entradas S y R, se encuentren a nivel «1», ya que están conectadas a las salidas complementarias Q y $\overline{Q}$. Cuando una está a nivel «1» la otra lo estará en «0».

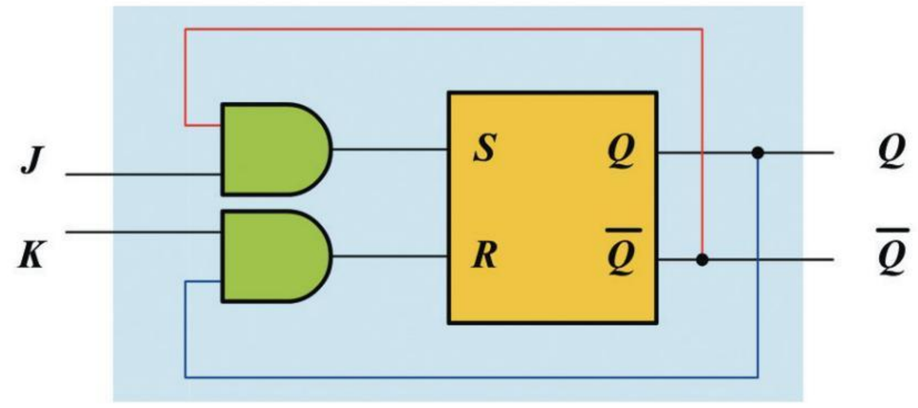


Figura 4.19. Biestable asíncrono J-K a partir de un R-S.

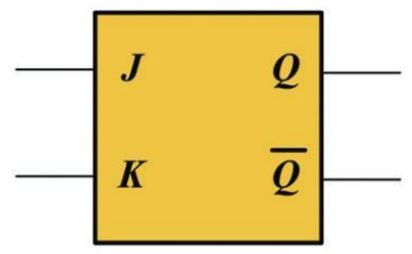


Figura 4.20. Símbolo del biestable asíncrono J-K.

4.3.1. Biestable J-K síncrono

Si añadimos una entrada de reloj a un biestable J-K este pasará a funcionar en modo síncrono. Su funcionamiento será el mismo que el biestable R-S síncrono, al que se le ha eliminado la condición de salida no permitida. En la Figura 4.21 se muestra su tabla de la verdad y su símbolo.

			Q_{t+1}
Entradas			**Salida**
Ck	*J*	*K*	*Q*
0	X	X	Q_t
1	0	0	Q_t
1	0	1	0
1	1	0	1
1	1	1	Q_t

Q_t = nivel de salida anterior al pulso de reloj

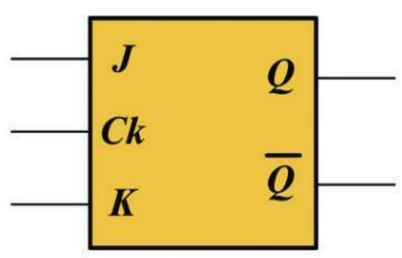
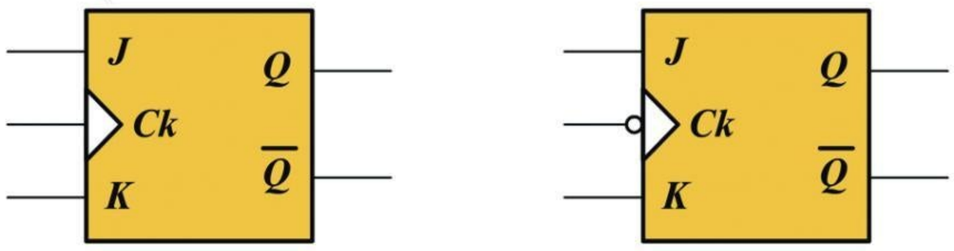


Figura 4.21. Tabla de la verdad y símbolo de un biestable J-K síncrono.

De la tabla de la verdad se deduce que el problema de la inestabilidad todavía existe, ya que cuando se da la condición de que las entradas J y K están a nivel «1», los estados internos S y R irán cambiando de «1» a «0» y de «0» a «1» según lo hagan las salidas.

Este biestable también se puede construir para que solo sea sensible a señales de reloj por flancos, bien de subida o de bajada. En la Figura 4.22 se muestran sus símbolos.

© Ediciones Paraninfo



(a) Activado por flanco de subida

(b) Activado por flanco de bajada

Figura 4.22. Símbolo de un biestable J-K activado por flancos de reloj.

Actividad resuelta 4.1

A un biestable J-K síncrono se le aplican las señales de entrada que se muestran en la Figura 4.23. Dibuja la señal de salida *Q* si el biestable se encuentra inicialmente en reset para los siguientes casos de activación:

a) Por nivel.

b) Por flanco de subida.

c) Por flanco de bajada.

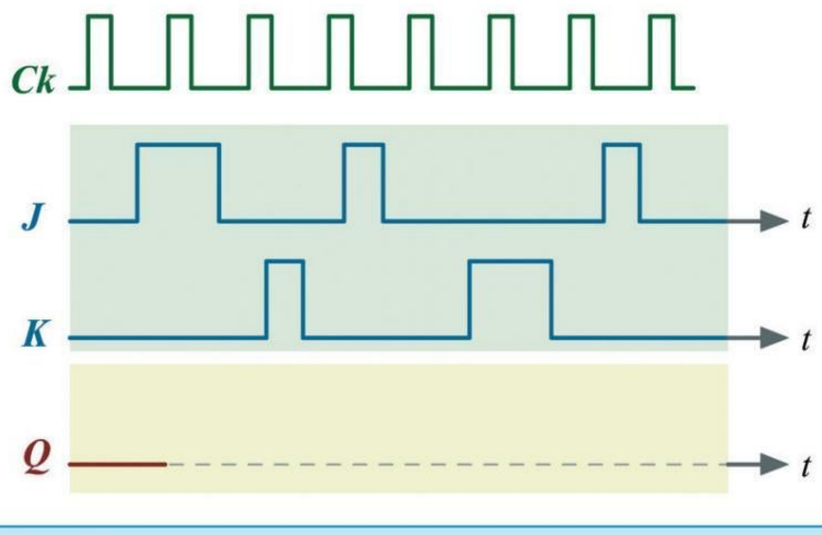


Figura 4.23.

Solución:

Figura 4.24

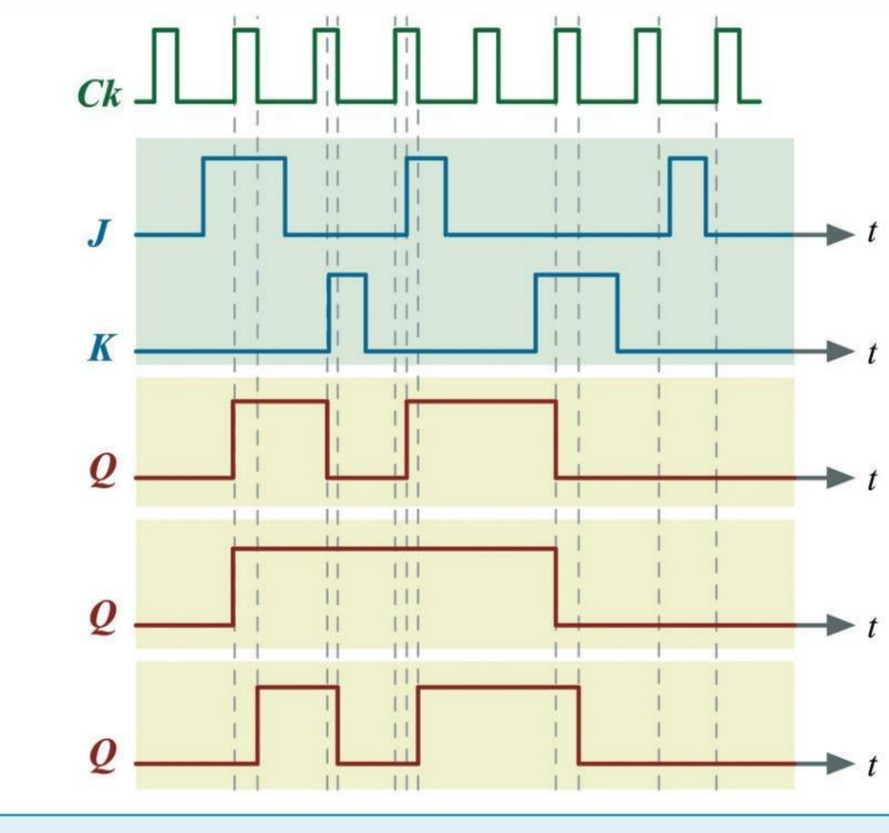


Figura 4.24. Salida *Q* para un biestable activado por: (a) nivel, (b) flanco de subida, (c) flanco de bajada.

4.3.2. Biestable J-K maestro-esclavo

Este biestable se diseña de tal forma que se evite el problema de inestabilidad que se presenta en la salida cuando las dos entradas proporcionan un mismo nivel igual «1».

En la Figura 4.25 se muestra el circuito interno de un biestable J-K maestro-esclavo. Este biestable consta de bloques funcionales: el maestro y el esclavo. El maestro es básicamente igual a un biestable J-K con entrada de reloj. Por otro lado, el esclavo es básicamente igual pero al que se le ha invertido el pulso del reloj y sus entradas son controladas por las salidas del maestro.

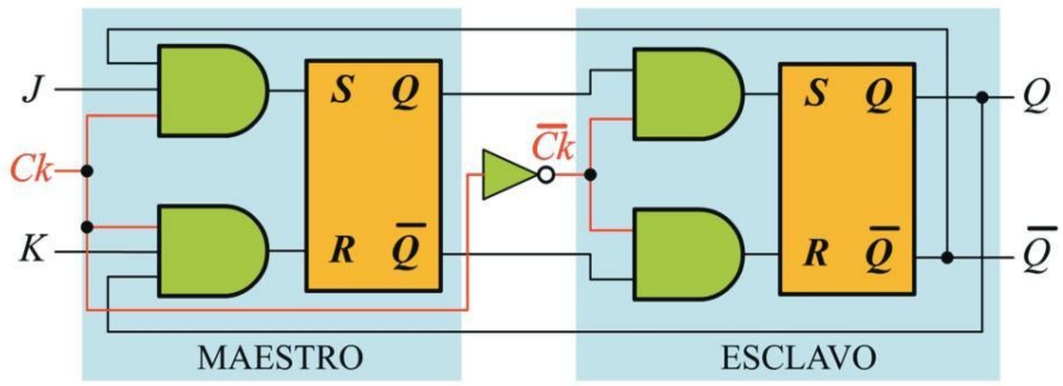


Figura 4.25. Diagrama lógico de un biestable J-K maestro-esclavo.

En la Figura 4.26 se muestra la tabla de la verdad de este biestable.

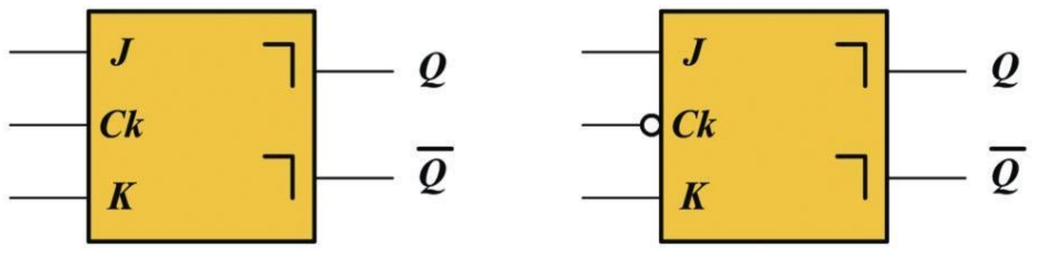
Entradas			Salida	
Ck	*J*	*K*	Q_{t+1}	
1	0	0	Q_t	No hay cambio
1	0	1	0	Función Reset - borrado
1	1	0	1	Función Set - grabado
1	1	1	Q_t	Basculación

Q_t = nivel de salida anterior al pulso de reloj
Q_{t+1} = nivel de salida después del pulso de reloj

Figura 4.26. Tabla de la verdad de un biestable J-K maestro-esclavo.

El funcionamiento de este biestable es muy parecido al J-K activado por flanco de reloj: en el nivel alto (o bajo) se aceptan los valores de las entradas J y K y en el flanco de bajada (o de subida) se transfieren a la salida. Para el caso de que las dos entradas estén a nivel «1», la salida bascula de forma consecutiva entre el «0» y el «1».

En la Figura 4.27 se muestran los símbolos utilizados para este biestable, que puede ser activado mediante flanco de reloj de nivel alto o bajo.



(a) Activado a nivel alto

(b) Activado a nivel bajo

Figura 4.27. Símbolos lógicos de un biestable J-K maestro-esclavo.

© Ediciones Paraninfo

4.4. Biestable D síncrono activado por flanco

Este biestable solo posee una entrada de datos *D* y una de reloj, y se puede construir a partir de un R-S síncrono, tal como se muestra en la Figura 4.28.

Se pueden construir para ser activados por flanco de subida o por flanco de bajada de la señal de reloj. En la Figura 4.29 se muestran los símbolos lógicos utilizados para este biestable.

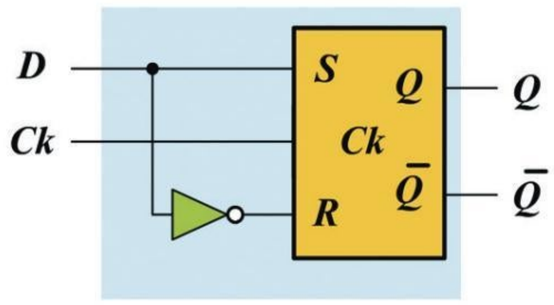


Figura 4.28. Diagrama lógico de un biestable síncrono D.

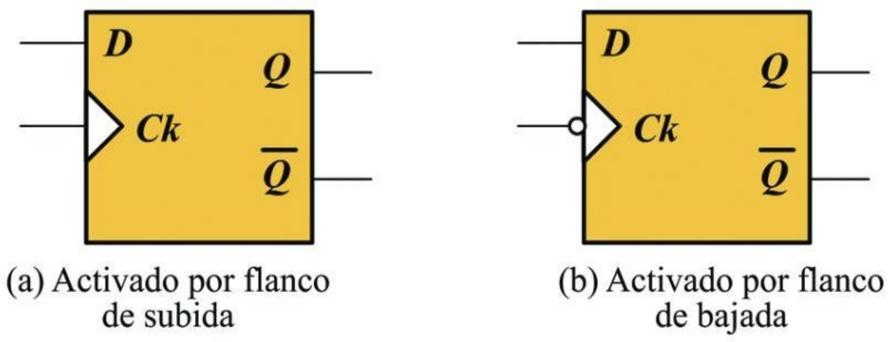


Figura 4.29. Símbolo lógico de un biestable D activado por flanco.

Su funcionamiento es muy simple, ya que el nivel de la señal de salida *Q* es exactamente igual a la de la entrada de datos *D*, siempre y cuando ocurra mientras exista un flanco activo de la señal de reloj.

En la Figura 4.30 se muestra la tabla de la verdad que describe el funcionamiento de este biestable.

Entradas		Salida	
Ck	*D*	*Q*	
1	1	1	→ Función Set - memoriza un ≪1≫
1	0	0	→ Función Reset - memoriza un ≪0≫

Figura 4.30. Tabla de la verdad del biestable D síncrono.

Actividad resuelta 4.2

A un biestable D síncrono se le aplica la señal de entrada de datos que se muestra en la Figura 4.31. Dibuja la señal de salida *Q* si el biestable se encuentra inicialmente en reset para los siguientes casos de activación:

a) Por flanco de subida.

b) Por flanco de bajada.

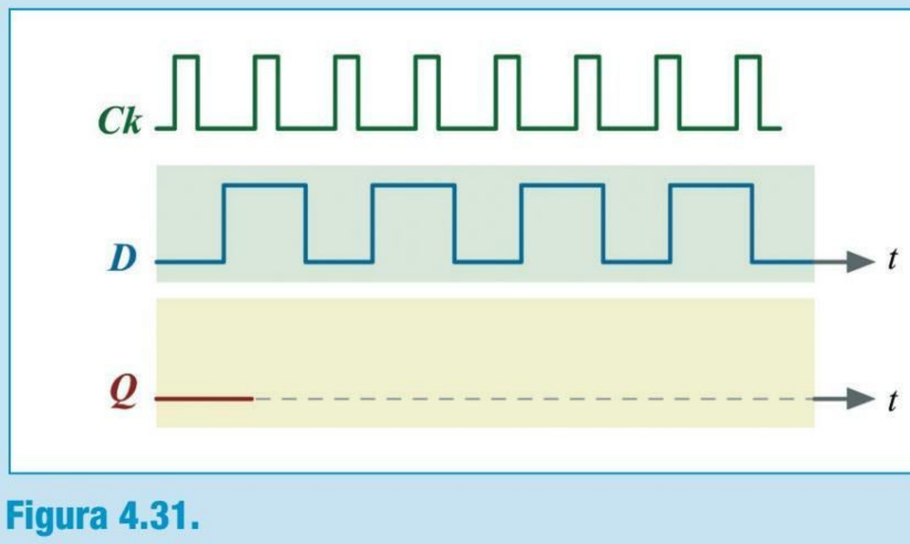


Figura 4.31.

Solución:

Figura 4.32

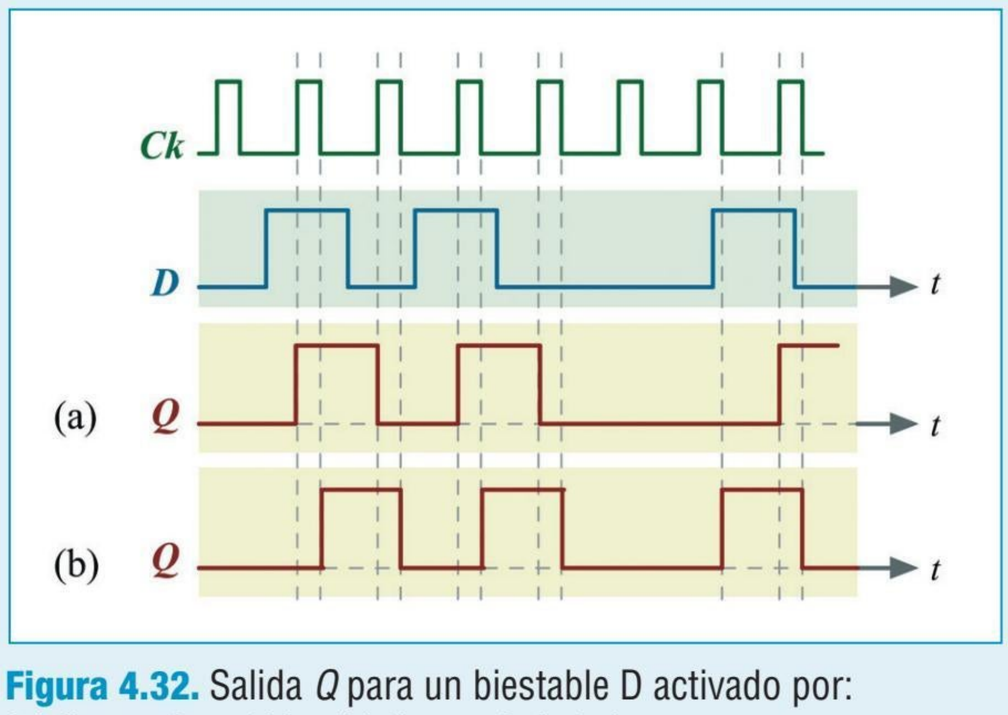


Figura 4.32. Salida *Q* para un biestable D activado por: (a) flanco de subida, (b) flanco de bajada.

4.5. Biestable síncrono T

Si unimos las dos entradas de datos de un biestable síncrono J-K se forma un biestable tipo T (Figura 4.33).

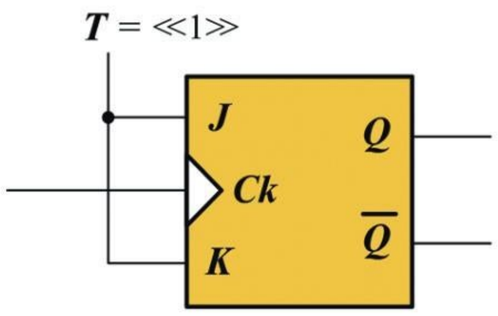


Figura 4.33. Biestable T a partir de un J-K disparado por flanco de subida.

La entrada *T* se fija a nivel alto «1». Cada vez que recibe un flanco activo a través de la señal del reloj, la señal de salida *Q* cambia de estado. El nombre de T proviene del término en inglés *Toggling* que significa cambiar de estado o bascular. Una de las aplicaciones que tienen estos biestables es la construcción de contadores asíncronos.

En la Figura 4.34 se explica el funcionamiento de un biestable T a través de su cronograma.

© Ediciones Paraninfo

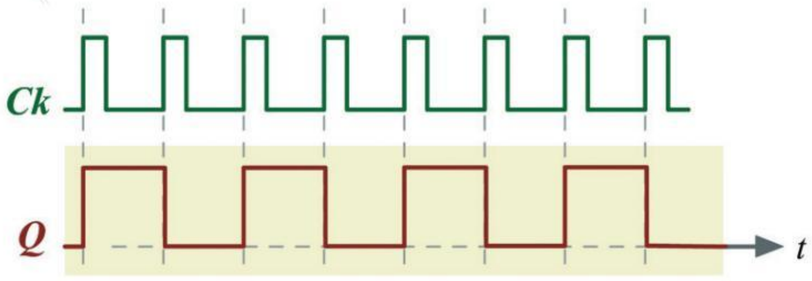


Figura 4.34 Cronograma de un biestable T activado por flanco de subida.

4.6. Biestables síncronos integrados con señales de *Preset* y *Clear*

Lo habitual es que los circuitos que conforman los biestable síncronos se integren en un solo chip o circuito integrado. Con el fin de tener más control sobre el biestable, estos circuitos suelen disponer de un par de entradas asíncronas (*Preset* y *Clear*) que tienen como fin poner al biestable en estado «1» o estado «0», independientemente de las señales del reloj (Figura 4.35):

Preset: pone el biestable a «1».

Clear: pone el biestable a «0».

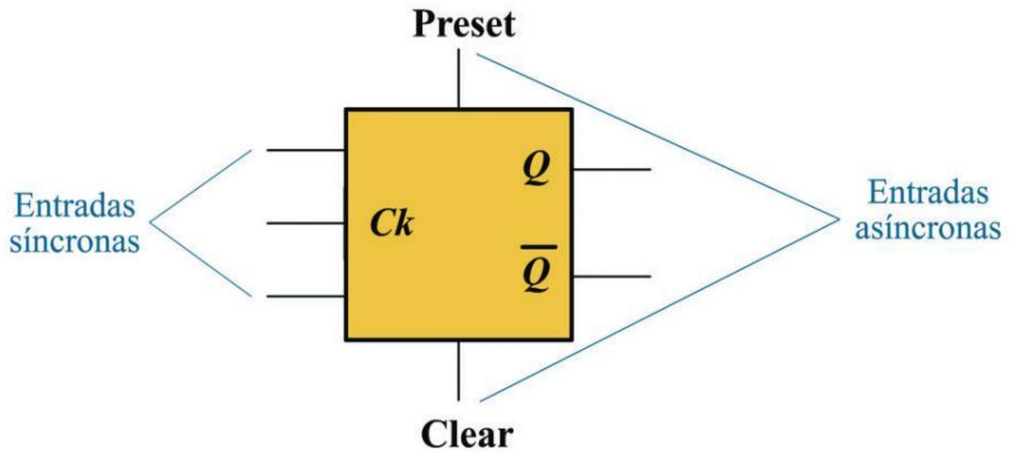


Figura 4.35. Biestable síncrono con entradas de *Preset* y *Clear*.

Para entender mejor estos conceptos, en la Figura 4.36 se muestra el efecto de las señales *Preset* y *Clear*, independientemente de cómo sean las señales síncronas de entrada.

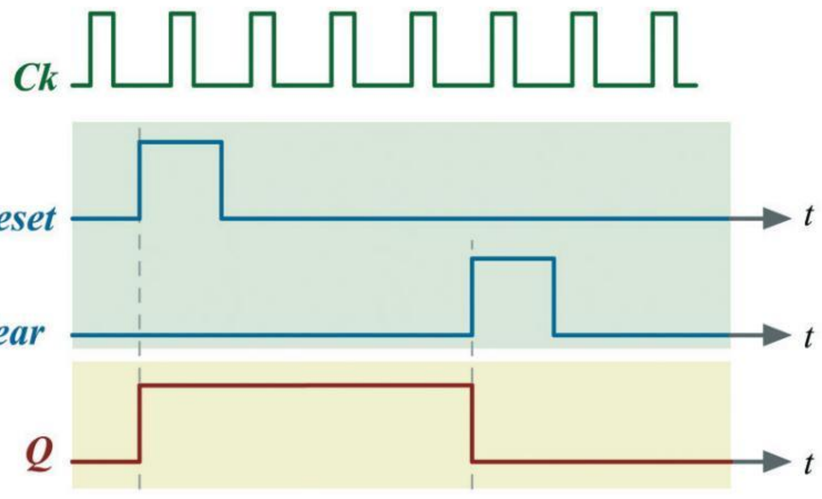


Figura 4.36. Efecto de las señales *Preset* y *Clear* en un biestable síncrono.

En la Figura 4.37 se muestra el símbolo lógico de un biestable J-K síncrono con entradas de *Preset* y *Clear*. Observa cómo estas entradas se activan a nivel bajo (con un «0» lógico), por lo que para el funcionamiento del biestable deben mantenerse a nivel alto (con un «1» lógico).

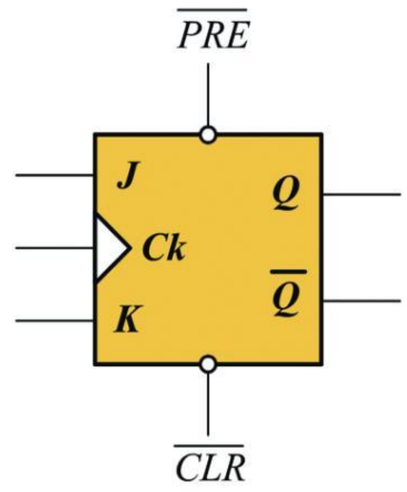
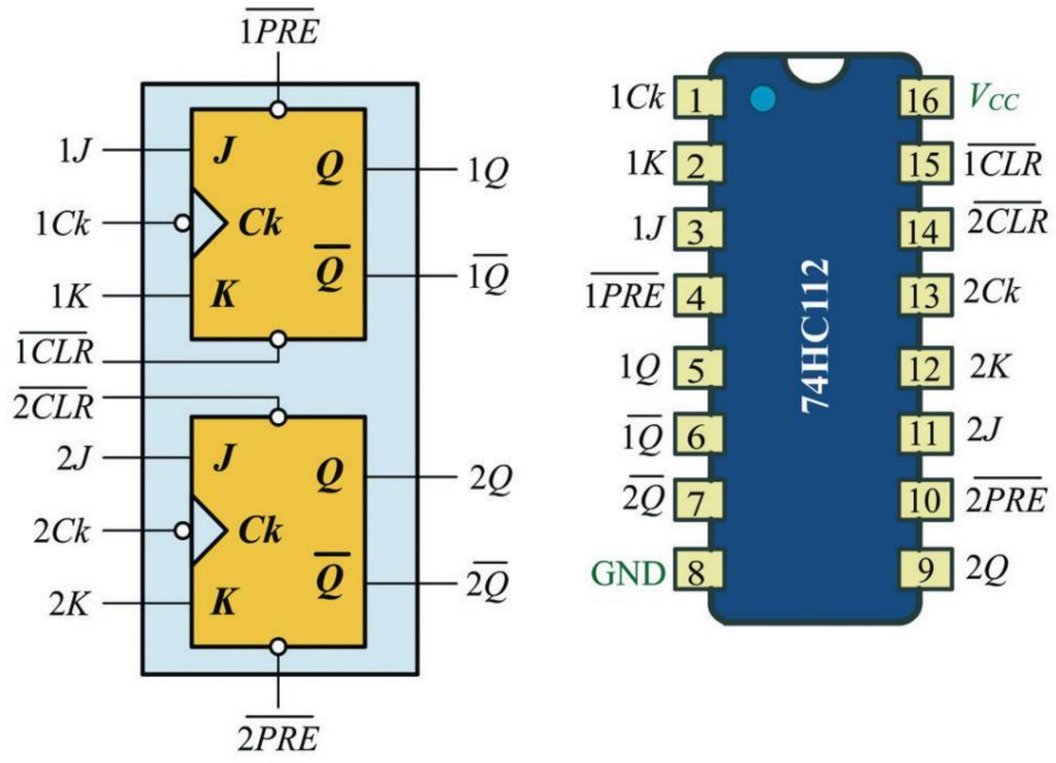


Figura 4.37. Biestable J-K con entrada de inicialización (*Preset*) y de borrado (*Clear*) activas a nivel bajo.

Con la referencia 74HC112 se fabrica un doble biestable J-K síncrono de tecnología CMOS. Este circuito integrado contiene dos biestables iguales para ser activados por flanco de bajada, al que se le han añadido dos entradas de inicialización (*Preset*) y de borrado (*Clear*) activas a nivel bajo. En la Figura 4.38 se muestra el símbolo lógico y la disposición de terminales de este CI.



(a) Símbolo lógico (b) Conexiones del CI

Figura 4.38. Doble biestable J-K 74HC112.

En el MATERIAL WEB elaborado para este texto se incluyen las hojas de características de este circuito integrado.

Actividad resuelta 4.3

Busca en internet las hojas de características del circuito integrado 74AHC74 y contesta a las siguientes preguntas:

a) ¿A qué familia lógica pertenece?

b) ¿Qué tipo de circuito contiene?

c) Dibuja su símbolo lógico y la disposición de terminales de este CI.

© Ediciones Paraninfo

Solución:

a) Después de leer el cuadro de texto de la Figura 4.39 extraído de las hojas de características, se concluye que este circuito integrado pertenece a la familia CMOS de alta velocidad.

> **DESCRIPTION**
>
> The 74AHC/AHCT74 are high-speed Si-gate CMOS devices and are pin compatible with low power Schottky TTL (LSTTL). They are specified in compliance with JEDEC standard No. 7A.

Figura 4.39.

b) Según se desprende del cuadro de texto de la Figura 4.40 extraído de las hojas de características, se puede afirmar que se trata de un circuito integrado que contiene dos biestables tipo *D* síncrono, activados por flancos de bajada, con terminales de *Preset* y *Clear.*

> The 74AHC/AHCT74 dual positive-edge triggered, D-type flip-flops with individual data (D) inputs, clock (CP) inputs, set ($\overline{S}_D$) and reset ($\overline{R}_D$) inputs; also complementary Q and $\overline{Q}$ outputs.
>
> The set and reset are asynchronous active LOW inputs and operate independently of the clock input. Information on the data input is transferred to the Q output on the LOW-to-HIGH transition of the clock pulse. The D inputs must be stable one set-up time prior to the LOW-to-HIGH clock transition for predictable operation.

Figura 4.40.

c) En la Figura 4.41 se muestra un recorte de las hojas de características de este integrado.

Una vez analizados los datos aportados en la Figura 4.41, dibujamos el símbolo lógico y la disposición de terminales, tal como se muestra en la Figura 4.42

PIN	SYMBOL	DESCRIPTION
1 and 13	$1\overline{R}_D$ and $2\overline{R}_D$	asynchronous reset-direct input (active LOW)
2 and 12	1D and 2D	data inputs
3 and 11	1CP and 2CP	clock input (LOW-to-HIGH, edge-triggered)
4 and 10	$1\overline{S}_D$ and $2\overline{S}_D$	asynchronous set-direct input (active LOW)
5 and 9	1Q and 2Q	true flip-flop outputs
6 and 8	$1\overline{Q}$ and $2\overline{Q}$	complement flip-flop outputs
7	GND	ground (0 V)
14	V_{CC}	DC supply voltage

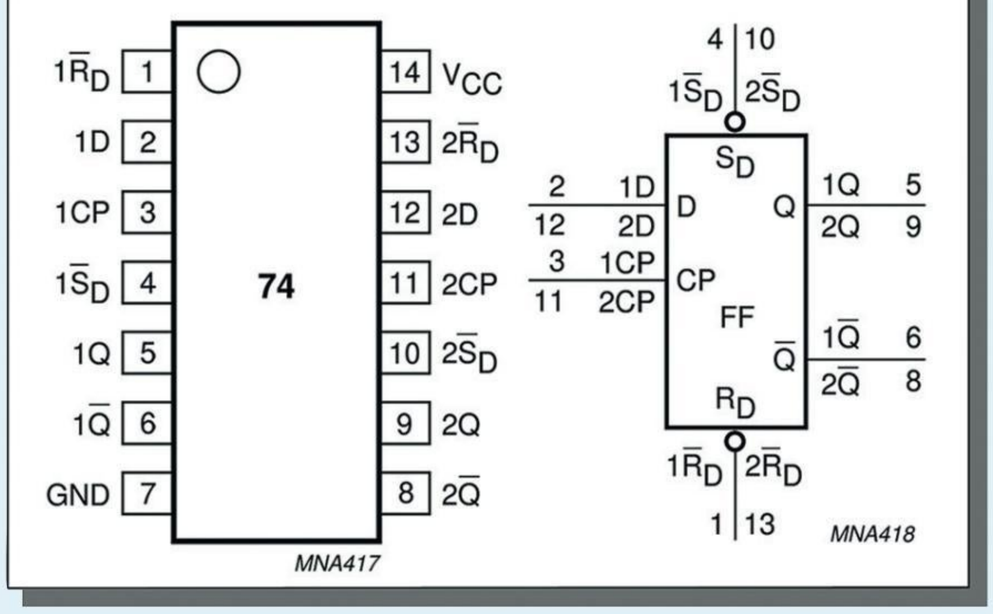


Figura 4.41.

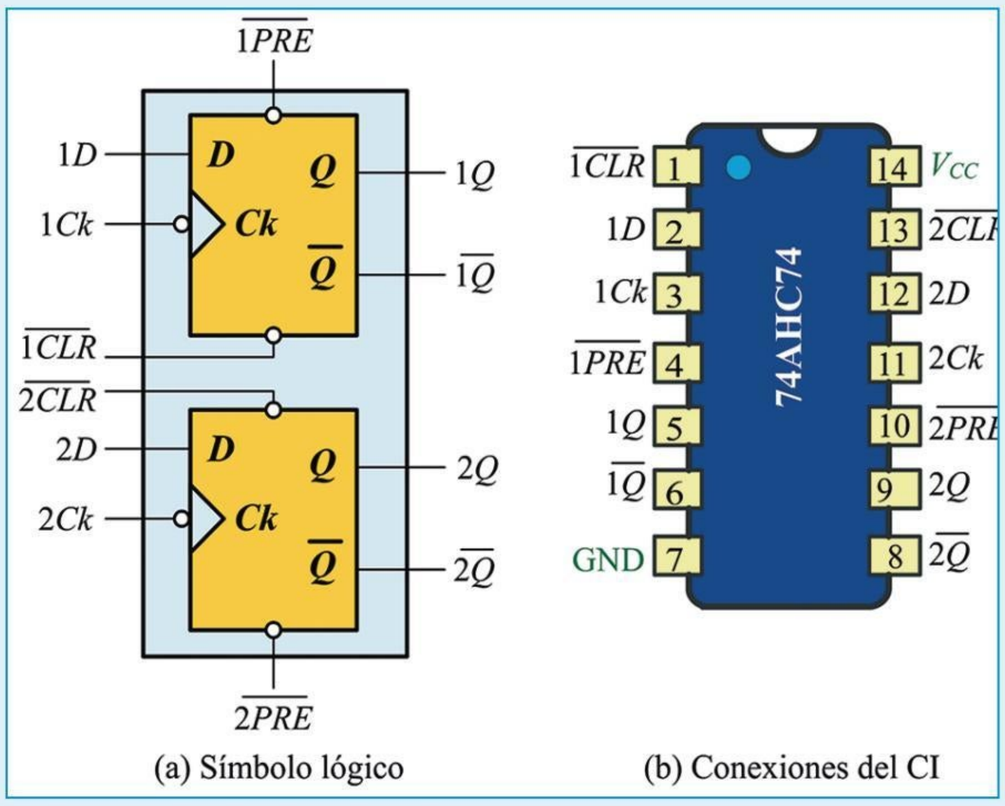


Figura 4.42. Doble biestable D 74AHC74.

Para terminar proponemos, a modo de resumen, una clasificación de los biestables estudiados en esta unidad (Tabla 4.1).

Tabla 4.1. Cuadro resumen de la clasificación de los biestables

Por sus entradas	R-S	**Por su funcionamiento**	**Asíncronos:** las señales de entrada actúan en todo instante.	**Por su activación**	Niveles.
	J-K		**Síncronos:** las señales de entrada solo pueden provocar una variación en el estado de la salida si hay presente señal de sincronismo del reloj.		Flanco de subida.
	J-K maestro-esclavo				Flanco de bajada.
	D				
	T				

© Ediciones Paraninfo

4.7. Contadores

Una de las aplicaciones prácticas de los biestables es la construcción de contadores. Un contador digital es un circuito secuencial constituido por biestables que es capaz de contar los pulsos de una señal de reloj y expresar el resultado en su salida en un determinado código binario. Este dispositivo digital tiene múltiples aplicaciones, como por ejemplo la división de frecuencias, secuenciación de operaciones, construcción de relojes digitales, etcétera.

Cuantas más salidas tenga un contador, mayor será la capacidad que posea para contar pulsos. Además, se construyen contadores con diferentes códigos binarios de salida, como por ejemplo el natural o el BCD, pudiendo realizar el cómputo en sentido ascendente o descendente.

Dependiendo de cómo se activen con la señal de reloj el conjunto de biestables que constituye un contador, estos podrán ser asíncronos (los biestables se activan en cascada, uno detrás de otro) o asíncronos (todos los biestables se activan a la vez).

4.7.1. Contadores asíncronos

En la Figura 4.43 se muestra un contador asíncrono ascendente compuesto de tres biestables tipo T, activados por flanco de bajada, con sus señales de reloj conectadas en cascada.

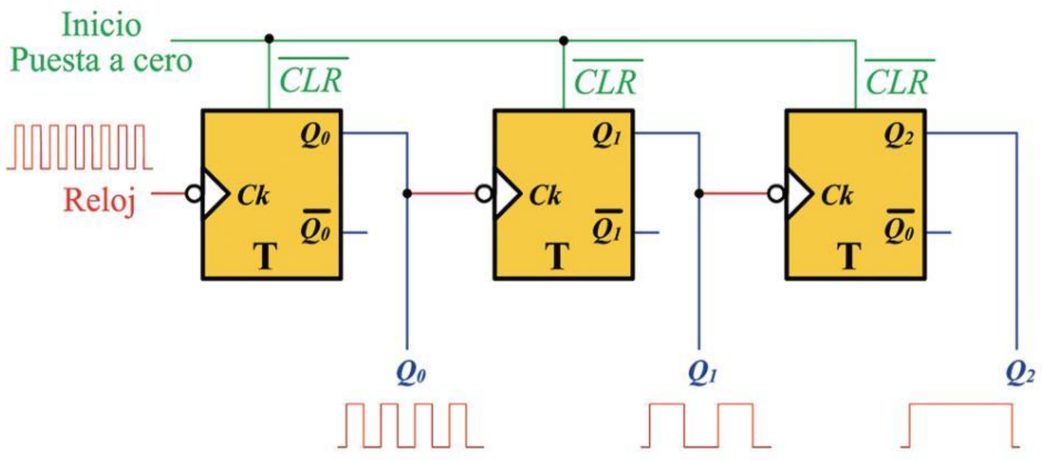


Figura 4.43. Contador asíncrono ascendente de 3 bits.

Su funcionamiento es muy sencillo, cada vez que se produce un flanco de bajada en la señal del reloj, se van activando de forma consecutiva uno tras otro los diferentes biestables. Esto es consecuencia de que la salida del primer biestable está conectada con la entrada de reloj del segundo biestable, y así consecutivamente.

En la Figura 4.44 se muestra el cronograma de este contador y en el que se puede observar los ocho estados posibles, de 000 a 111 y su correspondencia en el sistema decimal.

Observa cómo el periodo de la señal de la primera salida se ve multiplicado por dos respecto al del reloj, la de la segunda señal por cuatro y la de la tercera por ocho. De lo que se concluye que la frecuencia de cada una de las señales de salida lo hace de forma inversa. Es decir, la frecuencia de la primera señal de salida será la mitad de la del reloj, la de la segunda señal será la cuarta parte y la de la tercera la octava parte. De aquí que, los contadores puedan utilizarse como divisores de frecuencia.

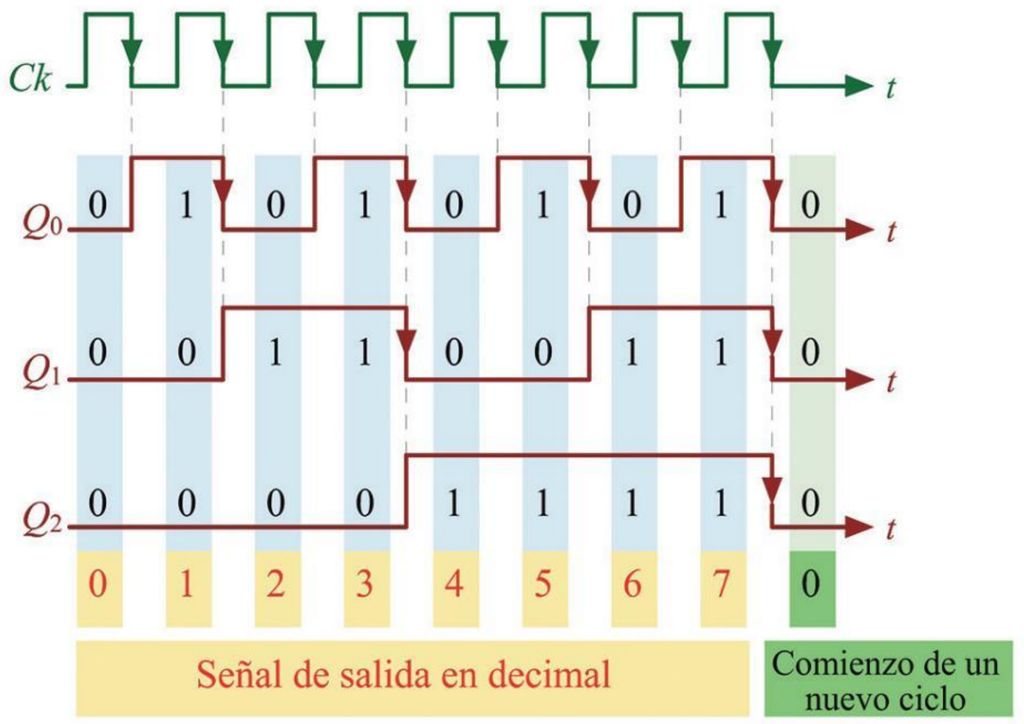


Figura 4.44. Cronograma de un contador asíncrono ascendente de 3 bits.

Actividad resuelta 4.4

¿Qué frecuencia resultaría en la cuarta salida de un contador asíncrono, si se le inyecta una señal de reloj de 1.000 Hz?

Solución:

$$f_{salida} = \frac{f_{reloj}}{2^n} = \frac{1.000}{2^4} = 62{,}5 \text{ Hz}$$

Los contadores asíncronos presentan el inconveniente de ser lentos, ya que cada uno de los biestables bascula uno detrás de otro, por lo que se van acumulando un cierto tiempo de propagación de la señal.

4.7.2. Contadores síncronos

En los contadores síncronos, la señal de reloj se aplica de forma simultánea a todos los biestables del contador, por lo que los mismos basculan al mismo tiempo y eliminan el problema del retraso de la propagación de la señal.

En la Figura 4.45 se muestra un contador síncrono de tres bits compuesto por tres biestables J-K activados por flanco de subida. El primer biestable, correspondiente al bit de salida de menor peso, se conecta para que tenga de forma permanente en su entrada J_0 un «1». Observa cómo la salida del primer biestable Q_0 se conecta directamente a la entrada J_1 del segundo biestable, de esta forma solo se activará el segundo biestable cuando la salida del primero esté a «1». De la misma forma, para que bascule el tercer biestable, tendrán que estar a «1», tanto la salida Q_0 del

© Ediciones Paraninfo

primer biestable como la Q_1 del segundo. Esto es debido a la interconexión de dichas salidas a través de una puerta AND.

De aquí se concluye que, para que bascule un biestable, debe ser condición indispensable que los anteriores estén a «1» y que el pulso de reloj sea descendente, consiguiendo así que el circuito realice las operaciones de contar. El cronograma resultante resulta ser el mismo que el del contador asíncrono de la Figura 4.44.

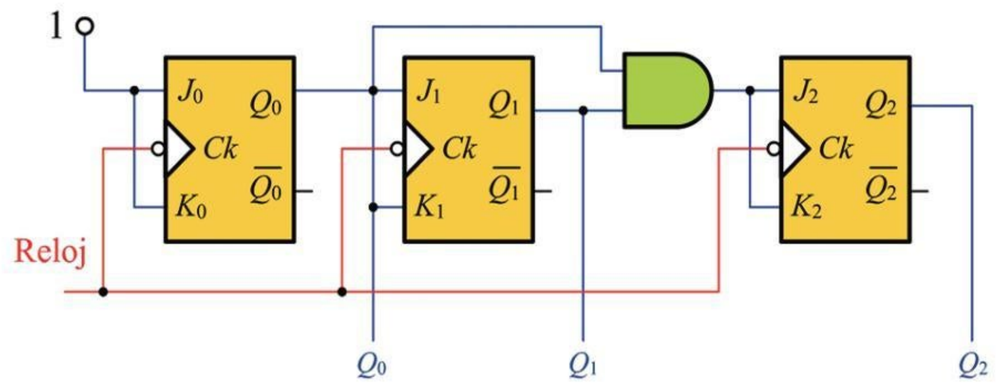


Figura 4.45. Contador síncrono ascendente de 3 bits.

Actividad resuelta 4.5

Busca en internet las hojas de características del circuito integrado 74LS192 y contesta a las siguientes preguntas:

a) ¿Qué tipo de circuito contiene?

b) ¿Cuál es su utilidad?

c) Dibuja la disposición de sus terminales y la función de cada uno de ellos.

Solución:

a) Después de leer el cuadro de texto de la Figura 4.46 extraído de las hojas de características, se concluye que el 74LS192 es un circuito integrado con tecnología TTL que incorpora un contador digital síncrono de 4 bits, que puede realizar la cuenta de forma reversible (ascendente o descendente, *Up/Down*).

The SN54/74LS192 is an UP/DOWN BCD Decade (8421) Counter and the SN54/74LS193 is an UP/DOWN MODULO-16 Binary Counter. Separate Count Up and Count Down Clocks are used and in either counting mode the circuits operate synchronously. The outputs change state synchronous with the LOW-to-HIGH transitions on the clock inputs.

Figura 4.46.

b) El 74LS192 es un contador capaz de contar de 0 a 9 gracias al pulso del reloj, pudiendo hacer la cuenta de forma ascendente o descendente. Este contador permite definir el número con el que se inicia el contador, además se pueden interconectar más circuitos integrados del mismo tipo y realizar un conteo mayor.

c) En la Figura 4.47 se muestra el recorte de las hojas de características donde aparece la disposición de terminales de este CI así como su denominación.

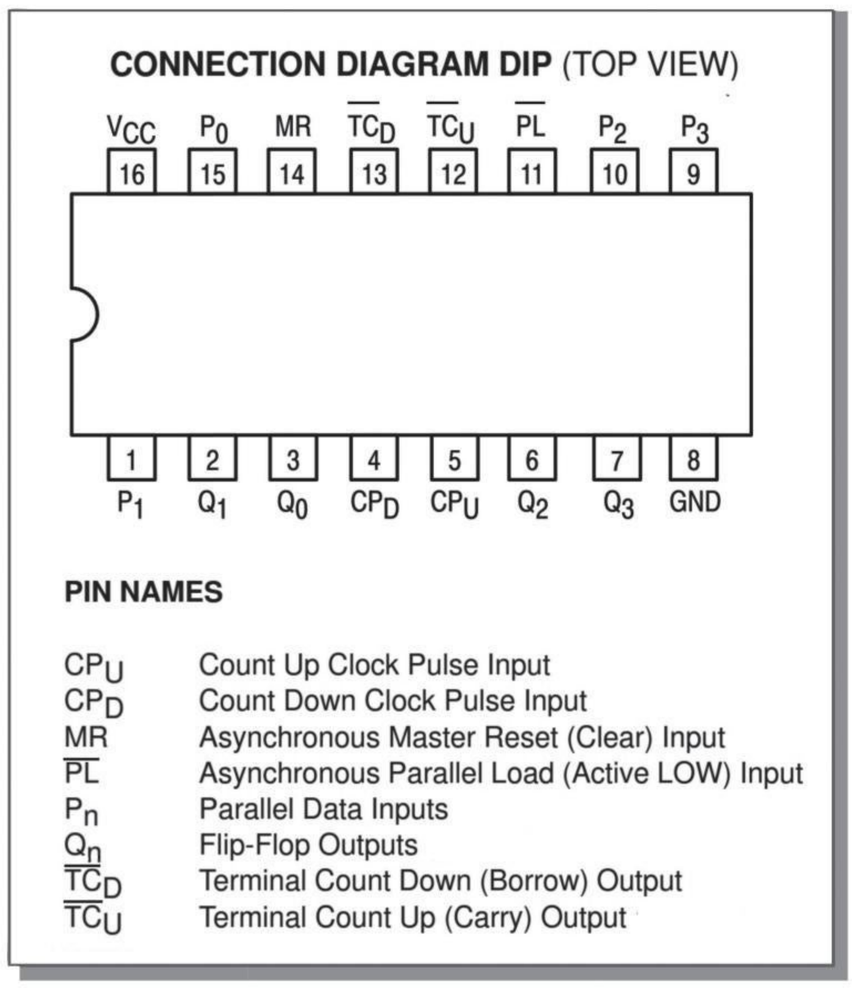


Figura 4.47. Disposición de terminales del 74LS192.

Según esta descripción esta sería la función de cada uno de sus terminales:

1	(P_1) Entrada de datos B
2	(Q_1) Salida de datos Q_1
3	(Q_0) Salida de datos Q_0
4	(CP_D) Entrada para conteo descendente
5	(CP_U) Entrada para conteo ascendente
6	(Q_2) Salida de datos Q_2
7	(Q_3) Salida de datos Q_3
8	GND
9	(P_3) Entrada de datos D
10	(P_2) Entrada de datos C
11	(PL) Entrada *Load*
12	(TC_U) Salida de conteo ascendente (*Carry*)
13	(TC_D) Salida de conteo descendente (*Borrow*)
14	(MR) Entrada (*Clear*)
15	(P_0) Entrada de datos A
16	V_{CC}

Las entradas de datos A, B, C, D (15, 1, 10, 9) sirven para precargar el valor inicial de conteo, y las salidas de datos Q_0, Q_1, Q_2, Q_3 (3, 2, 6, 7) sirven para visualizar el conteo.

© Ediciones Paraninfo

Prácticas de laboratorio

4.1. Biestable *R-S* asíncrono con puertas NOR. Se trata de que compruebes de forma práctica el circuito de un biestable asíncrono construido con puertas NOR.

Para el montaje práctico utilizaremos el entrenador didáctico, y será necesario un circuito integrado 74HCT02 (cuatro puertas NOR de dos entradas), la utilización de dos conmutadores (*Set* y *Reset*) y de dos diodos LED.

El esquema simplificado para el montaje en el entrenador didáctico es el que se propone en la Figura 4.48. No olvides que para que funcione correctamente el circuito será necesario que alimentes con +5 V a la patilla 14 y GND a la 7.

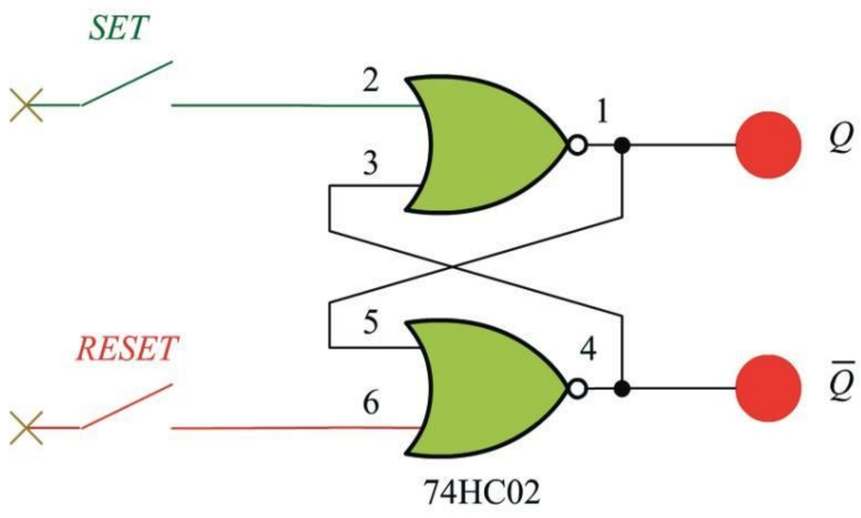


Figura 4.48. Esquema simplificado del biestable asíncrono R-S en el entrenador didáctico.

Una vez montado el circuito completa la tabla de la verdad de la Figura 4.49.

R	*S*	*Q*	$\overline{Q}$
0	0		
0	1		
1	0		
1	1		

Figura 4.49.

4.2. Biestable *R-S* síncrono con puertas NAND. Se trata de que compruebes de forma práctica el circuito de un biestable síncrono construido con puertas NAND.

Para el montaje práctico utilizaremos el entrenador didáctico, y será necesario un circuito integrado 74HCT00 (cuatro puertas NAND de dos entradas), la utilización de tres conmutadores (*Set, Reset* y *Ck*) y de dos diodos LED.

El esquema simplificado para el montaje en el entrenador didáctico es el que se propone en la Figura 4.50. Al igual que para el circuito anterior, no olvides que para que funcione correctamente el circuito será necesario que alimentes con +5 V a la patilla 14 y GND a la 7.

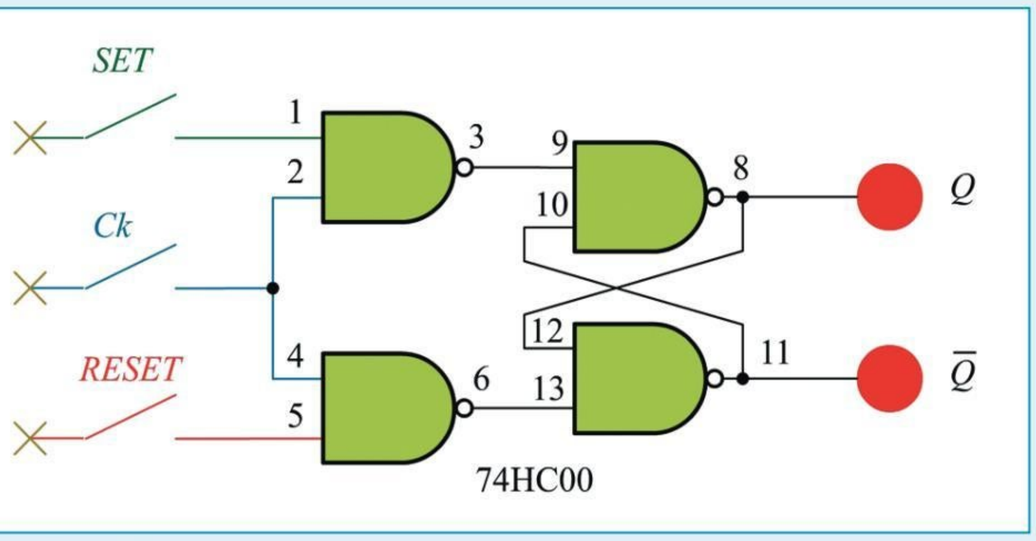


Figura 4.50. Esquema simplificado del biestable síncrono R-S en el entrenador didáctico.

Una vez montado el circuito completa la tabla de la verdad de la Figura 4.51.

Entradas			Salidas	
Ck	*R*	*S*	*Q*	$\overline{Q}$
0	0	0		
0	0	1		
0	1	0		
0	1	1		
1	0	0		
1	0	1		
1	1	0		
1	1	1		

Figura 4.51.

4.3 Biestable integrado *J-K*. Se trata de que compruebes de forma práctica el circuito de un biestable integrado J-K.

Para el montaje práctico utilizaremos el entrenador didáctico, y será necesario un circuito integrado 74HC112 (dos biestables J-K activados por flanco de bajada) (Figura 4.52), la utilización de cinco conmutadores (*J, K, Ck, Preset* y *Clear*) y de dos diodos LED.

El esquema simplificado para el montaje en el entrenador didáctico es el que se propone en la Figura 4.53. No olvides que para que funcione correctamente el circuito será necesario que alimentes con +5 V a la patilla 16 y GND a la 8.

Una vez montado el circuito realiza su tabla de la verdad y recuerda que este biestable está preparado para ser activado por flanco de bajada y que las entradas de inicialización (*Preset*) y de borrado (*Clear*) son activas a nivel bajo. Para apreciar mejor el efecto de basculación (*toggling*) que se produce en la salida cuando las

© Ediciones Paraninfo

dos señales de entrada *J* y *K* están a «1», sustituye el conmutador *Ck* por una señal de reloj proveniente de un generador de funciones.

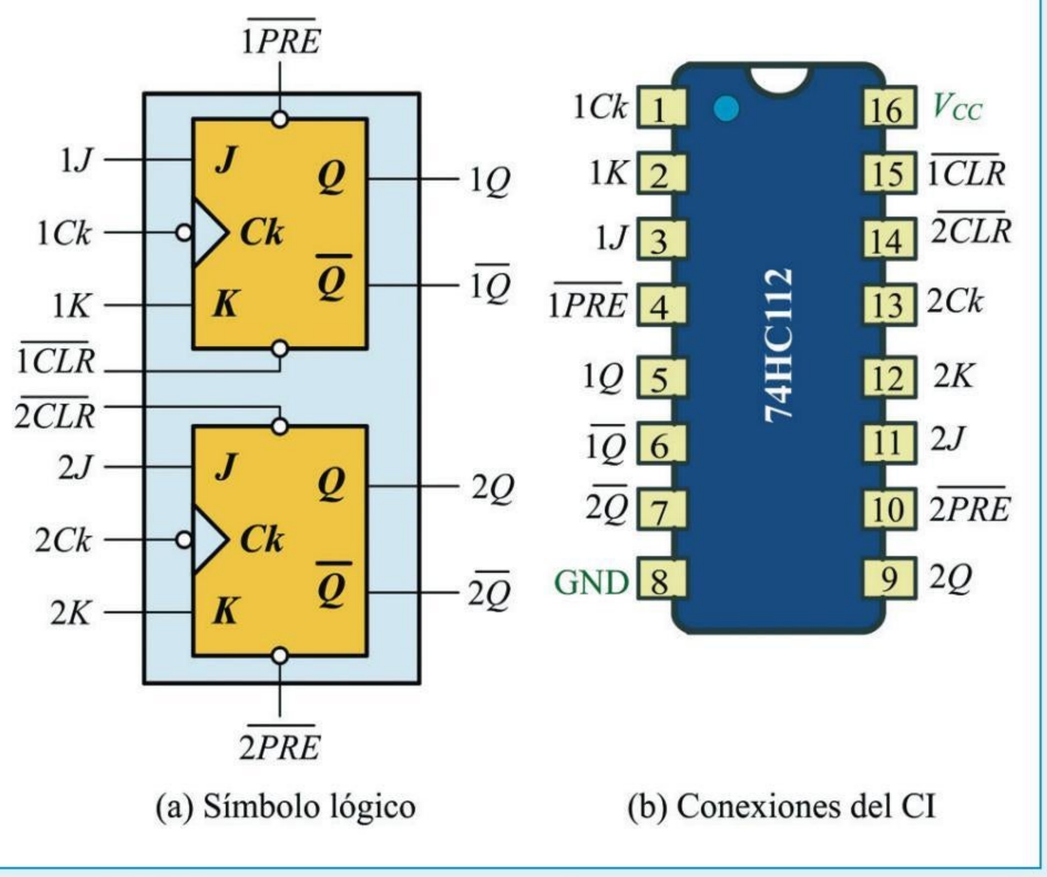


Figura 4.52. Doble biestable J-K 74HC112.

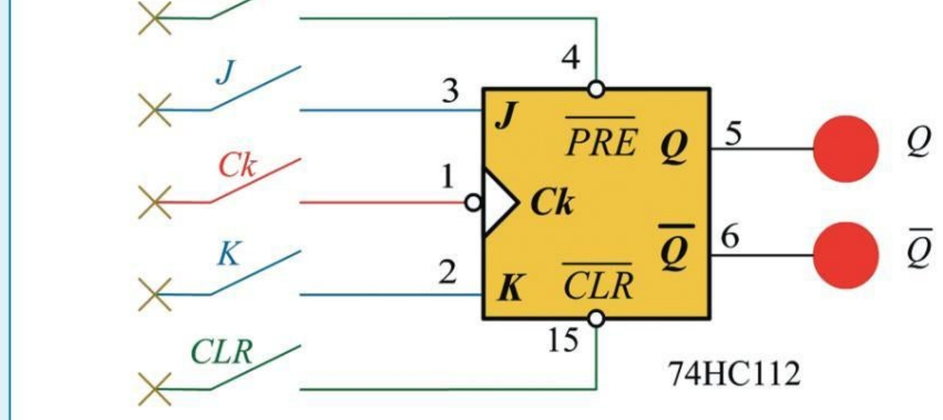


Figura 4.53. Esquema simplificado del biestable síncrono R-S en el entrenador didáctico.

4.4. Divisor de frecuencia. Si hacemos trabajar a un biestable síncrono J-K en modo T, e introducimos por la entrada de reloj *Ck* una señal de sincronismo con un generador de frecuencias, se obtiene a la salida una señal cuadrada con la mitad de la frecuencia. Si utilizamos uno de los biestables J-K del integrado 74HC112 activado por flanco de bajada conseguiremos dividir la frecuencia de la señal de entrada a la mitad (Figura 4.54).

Ahora bien, si conectamos la salida de uno de los biestables a la entrada de reloj de otro, la frecuencia se vuelve a dividir por dos, obteniéndose una división de frecuencia de cuatro veces (Figura 4.55).

Con la ayuda de la Figura 4.52, donde se puede apreciar la disposición de las patillas del circuito integrado 74HC112, construye un circuito que divida la frecuencia de reloj por dos y otro que lo haga por cuatro. Para alimentar la señal de entrada del reloj utiliza una señal cuadrada de una determinada frecuencia proveniente de un generador de funciones. Para la lectura de la frecuencia de la señal de entrada y de salida utiliza el osciloscopio.

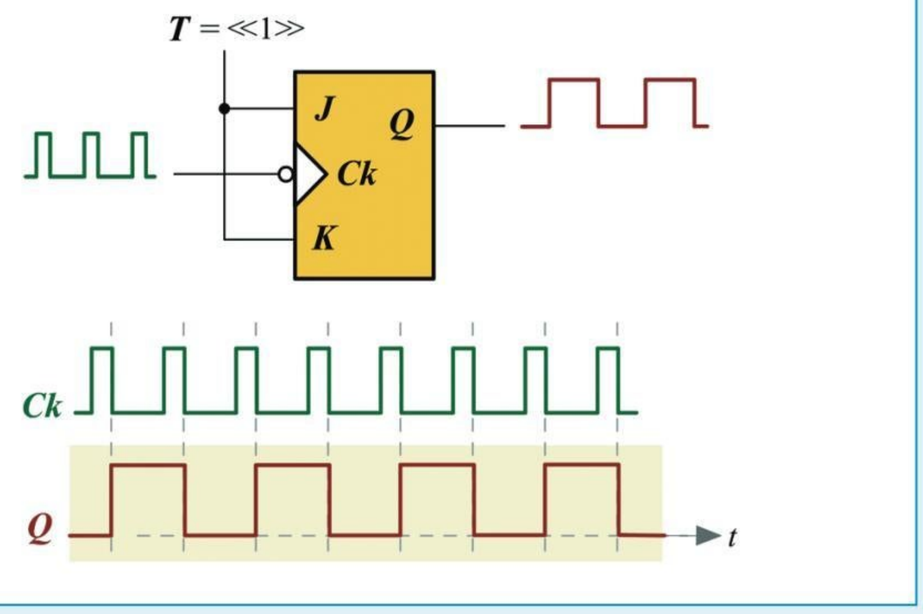


Figura 4.54. Divisor de frecuencia de reloj por dos.

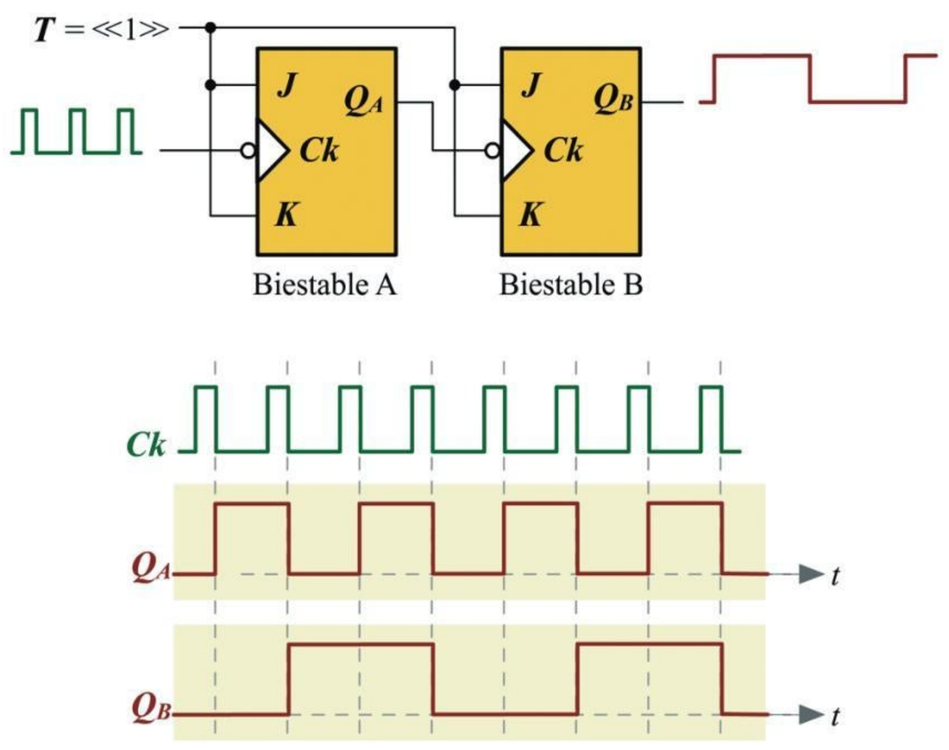


Figura 4.55. Divisor de frecuencia de reloj por cuatro.

4.5. Contador de décadas. Se trata de que compruebes el funcionamiento de un contador comercial y, en combinación de un decodificador BCD a siete segmentos, puedas visualizar el cómputo de este contador. Para ello vamos a utilizar el circuito integrado 74LS90, que es un contador de décadas con salida BCD en binario, con cada entrada de reloj se mueven las cuatro salidas para contar en binario de 0 (0000) hasta 9 (1001). En la Figura 4.56 se muestra el diagrama de conexiones del CI, y una pequeña descripción de las mismas.

Dado que las salidas de este integrado aparecen en código BCD binario, utilizaremos un decodificador BCD a siete segmentos como el 74LS47. Las entradas de este decodificador se conectan a las correspondientes salidas del contador. Por último, el decodificador se conecta a un *display* de siete segmentos de ánodo común que visualiza los dígitos según se van contando.

© Ediciones Paraninfo

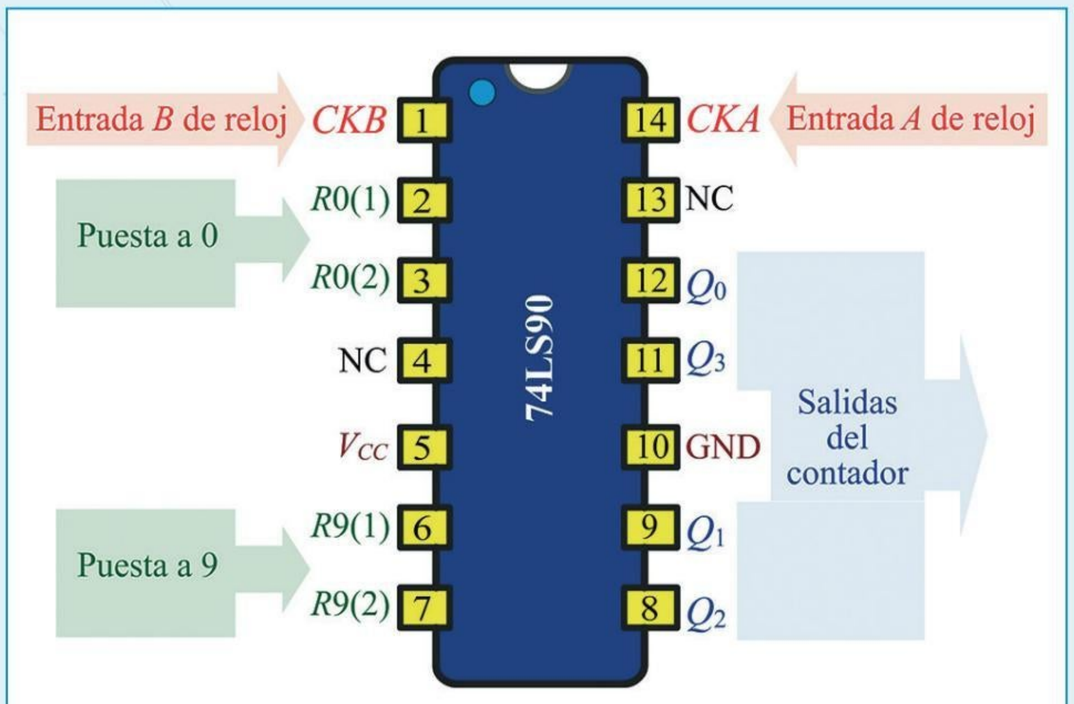


Figura 4.56. Diagrama de conexiones del contador de décadas con salida BCD 74LS90.

Monta en el entrenador didáctico el circuito de la Figura 4.57 y mediante sucesivas pulsaciones del pulsador E_{CK} comprueba cómo el contador las va contando y mostrando en el *display* digital de siete segmentos.

Para poner a cero el contador basta con inyectar un «1» lógico mediante el interruptor E_0. El otro interruptor E_9 sirve para poner a 9 el contador. Una vez activados estos interruptores, deberán volver a la posición de reposo, ya que en caso contrario el contador se bloquea con uno de estos valores.

Debido a los efectos de rebote que presentan en ocasiones los pulsadores, puede ocurrir que en el contador cuente más de un impulso con cada una de las pulsaciones. Para evitar este fenómeno se puede conectar a la entrada de *CKA* una señal de baja frecuencia mediante la salida de un generador lógico.

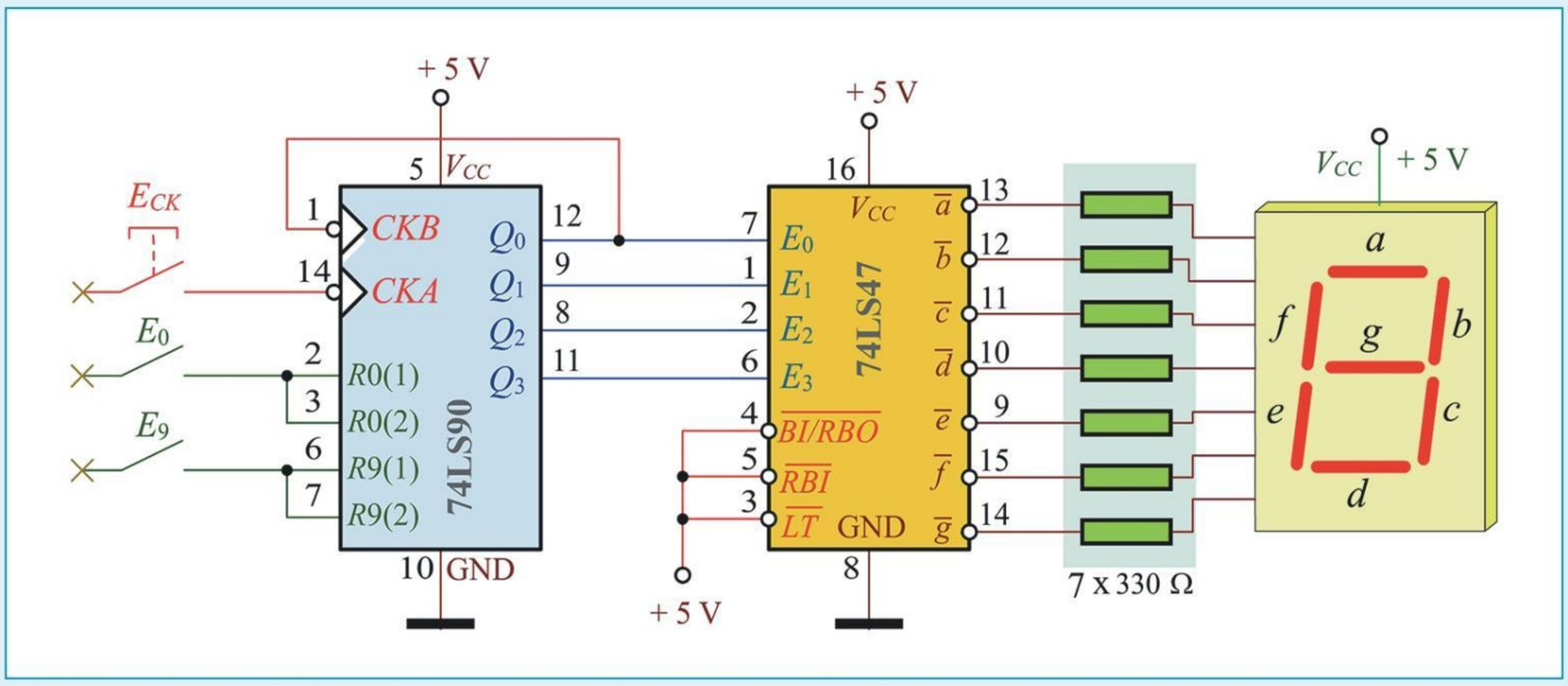


Figura 4.57. Esquema del contador de décadas para su montaje en el entrenador didáctico.

© Ediciones Paraninfo

Actividades de comprobación

4.1. Los sistemas secuenciales se caracterizan porque:

a) Sus salidas solo dependen del valor que adquieran sus entradas.

b) Poseen realimentación y memoria.

c) Las salidas permanecen constantes.

4.2. Cuando las señales de entrada solo pueden provocar una variación en el estado de la salida si hay presente señal de sincronismo del reloj, se trata de un biestable:

a) Asíncrono.

b) Síncrono.

c) R-S.

4.3. Cuando las señales de entrada pueden provocar una variación en el estado de la salida en todo instante, se trata de un biestable.

a) Asíncrono.

b) Síncrono.

c) J-K.

4.4. ¿Qué biestable posee un estado prohibido de funcionamiento?

a) R-S.

b) T.

c) D.

4.5. ¿Qué biestable hace que el nivel de la señal de salida *Q* sea exactamente igual a la de la entrada de datos, siempre y cuando ocurra mientras exista un flanco activo de la señal de reloj?

a) J-K.

b) T.

c) D.

4.6. La entrada asíncrona *Preset* pone la salida de un biestable síncrono en:

a) 1.

b) 0.

c) Basculación.

4.7. ¿Qué frecuencia resultaría en la tercera salida de un contador síncrono, si se le inyecta una señal de reloj de 800 Hz?

4.8. Dibuja la señal de salida *Q* que le corresponde a un biestable R-S asíncrono según el cronograma de la Figura 4.58.

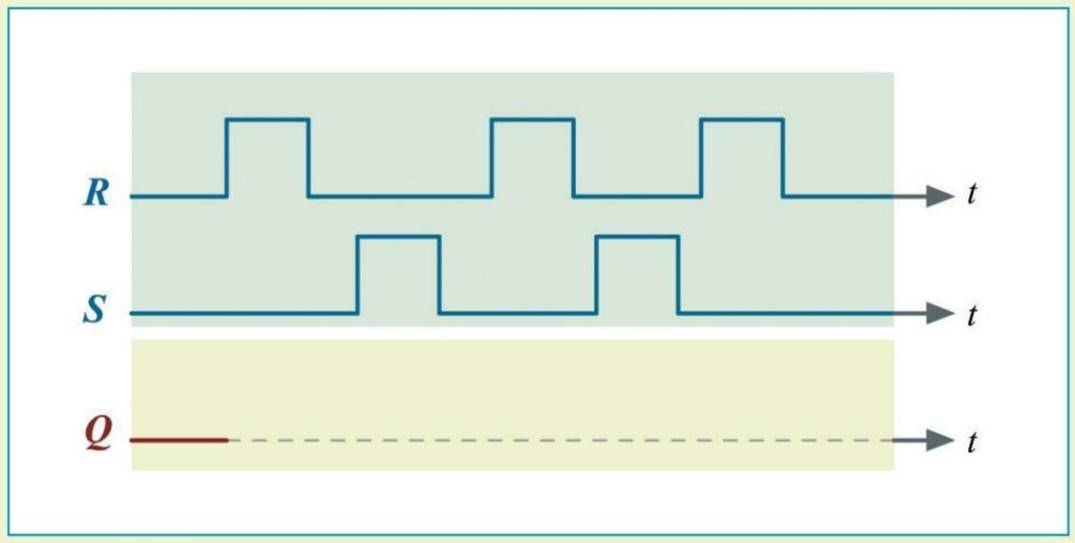


Figura 4.58.

4.9. Dibuja la señal de salida *Q* que le corresponde a un biestable J-K síncrono activado por nivel según el cronograma de la Figura 4.59.

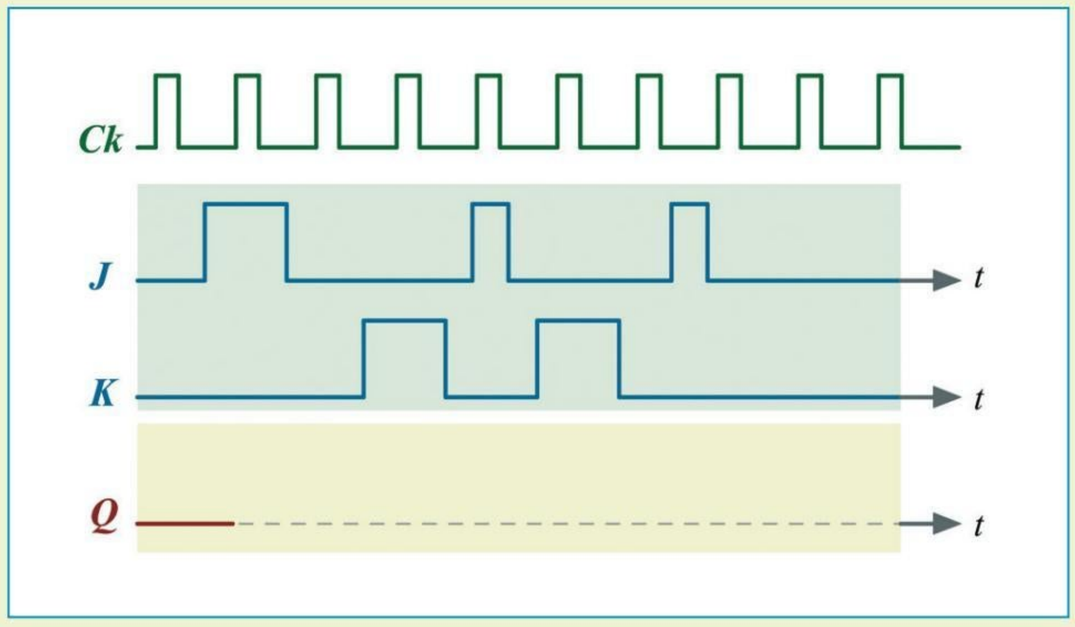


Figura 4.59.

4.10. Dibuja la señal de salida *Q* que le corresponde a un biestable J-K síncrono activado por flanco descendente según el cronograma de la Figura 4.60.

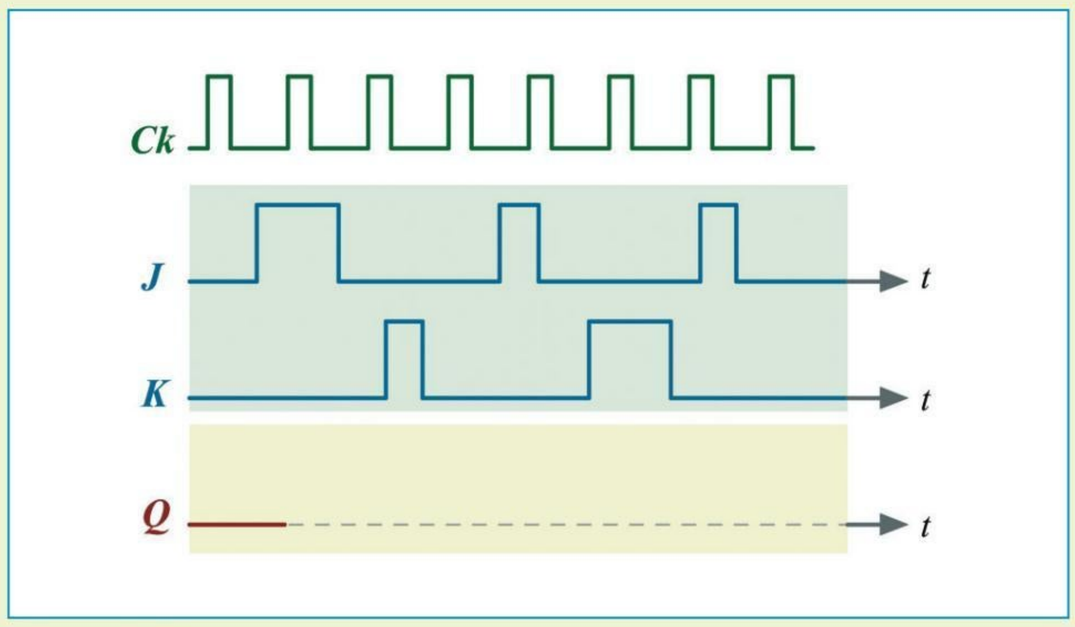


Figura 4.60.

© Ediciones Paraninfo

4.11. Dibuja la señal de salida *Q* que le corresponde a un biestable D activado por flanco ascendente según el cronograma de la Figura 4.61.

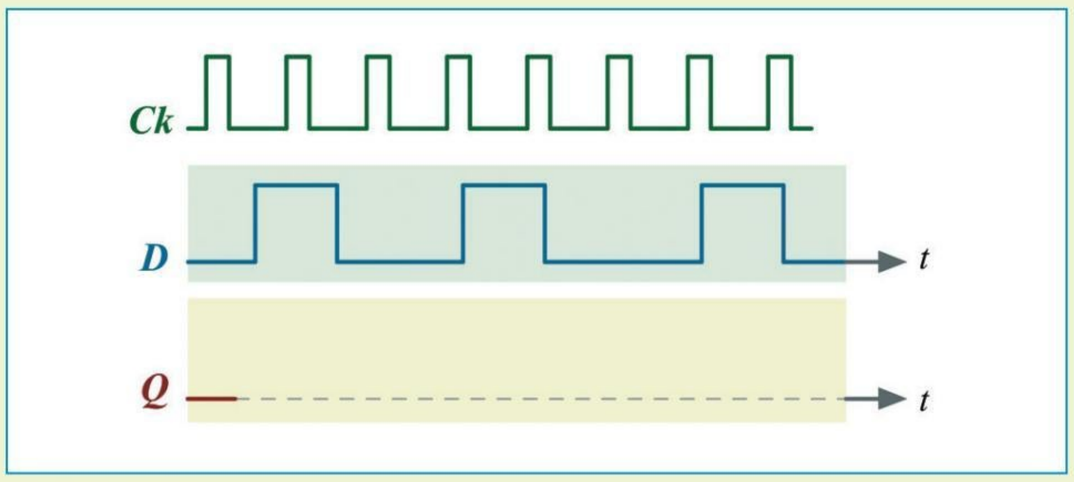


Figura 4.61.

4.12. En un contador asíncrono:

a) Todos los biestables se activan a la vez con la señal de reloj.

b) Los biestables se activan en cascada con la señal de reloj.

c) Existe un reloj interno para la activación de los biestables.

4.13. En un contador síncrono:

a) Todos los biestables se activan a la vez con la señal de reloj.

b) Los biestables se activan en cascada con la señal de reloj.

c) Poseen un reloj interno para la activación de los biestables.

4.14. Relaciona los diferentes símbolos lógicos de biestables de la Figura 4.62 con su denominación correspondiente.

a) R-S asíncrono.

b) J-K activado por nivel.

c) J-K activado por flanco de bajada.

d) J-K activado por flanco de subida.

e) J-K maestro-esclavo activado a nivel alto.

f) D activado por flanco de subida.

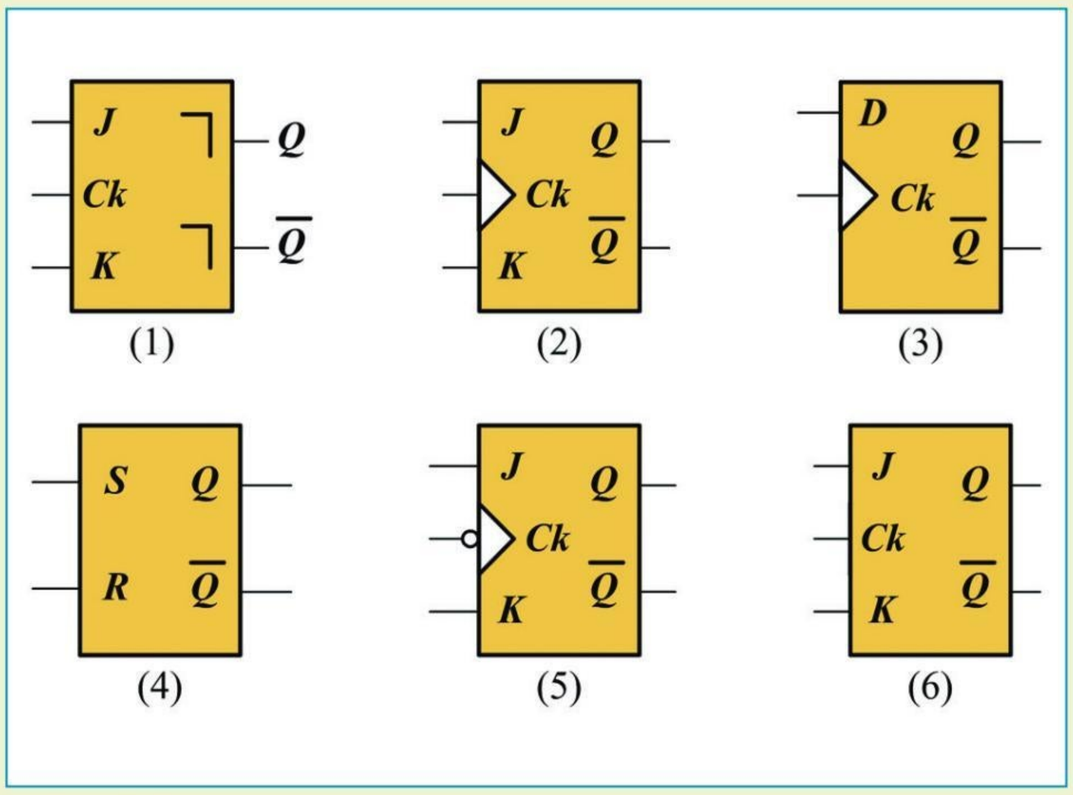
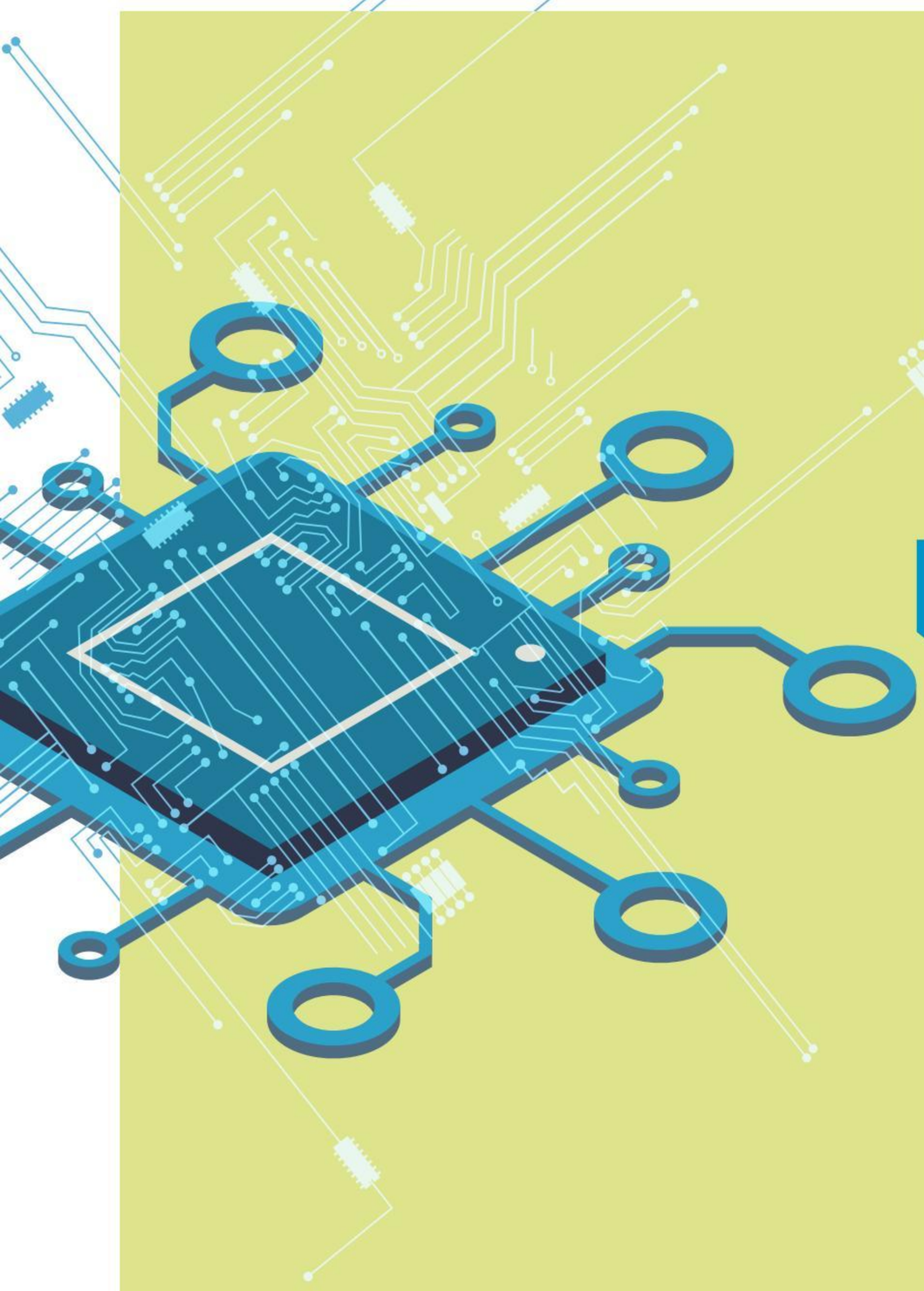


Figura 4.62.

© Ediciones Paraninfo



5 Instrumentación en el laboratorio de electrónica

Contenidos

- **5.1.** El polímetro
- **5.2.** El osciloscopio
- **5.3.** Generador de funciones
- **5.4.** Instrumentación digital

Cualquier laboratorio o taller en el que se diseñen, monten o reparen equipos o circuitos electrónicos debe estar dotado de una selecta variedad de equipos e instrumentos de medida.

Como por ejemplo:

- **Una fuente de alimentación.**
- **Un generador de funciones.**
- **Un polímetro.**
- **Un osciloscopio.**
- **Una sonda lógica y un inyector lógico.**
- **Un analizador lógico.**

La medición de las diferentes magnitudes eléctricas de un circuito o dispositivo electrónico nos ayuda a comprobar su buen funcionamiento, detectar y reparar averías, estudiar con detenimiento ciertos procesos que nos ayudan a diseñarlos, así como a evaluar su comportamiento ante eventuales cambios.

Objetivos

- Describir las características más relevantes (tipos de errores, precisión, posición de trabajo, etc.), la tipología, clases y procedimientos de uso de los instrumentos de medida utilizados en los circuitos electrotécnicos básicos.
- Realizar con precisión y seguridad las medidas de las magnitudes eléctricas fundamentales (tensión, intensidad, resistencia, potencia, frecuencia, etc.), utilizando, en cada caso, el instrumento (polímetro, vatímetro, osciloscopio, etc.) y los elementos auxiliares apropiados.

5.1. El polímetro

El polímetro o multímetro es un aparato de medida portátil que se utiliza para medir diferentes magnitudes eléctricas, como, por ejemplo, tensión e intensidad de corriente en C.C. y C.A., resistencia, capacidad, prueba de continuidad, prueba de diodos y transistores.

Existen multitud de modelos comerciales de multímetros con diferentes prestaciones y características, aunque su manejo es muy similar; en el momento que se adquiere una cierta práctica en el uso de uno de ellos, prácticamente ya se saben manejar todos. En la Figura 5.1 se muestra, como ejemplo, la disposición de un polímetro portátil con la identificación de sus diferentes partes.

El polímetro dispone de dos puntas de prueba de diferente color para la realización de las medidas. La punta negra (terminal negativo) (terminal común), siempre debe de estar conectada en el borne (10). La punta de prueba roja se conectará en los bornes (8), (9), (11) según la magnitud a medir.

5.1.1. Medida de tensión

Antes de comenzar con la medida se debe conocer si la corriente es continua (14) o alterna (13). Además es importante seleccionar un rango de medida que esté dentro de la medida esperada. Así, por ejemplo, si vamos a medir la tensión en algunas partes del circuito de una placa electrónica que esté alimentada a 12 V, pondremos el selector para medidas en C.C. (14) y comenzaremos con un rango de medida de 20 V; si el resultado de la medida es muy bajo, giraremos el selector hacia el rango 2 V o 200 mV, hasta obtener una lectura en la pantalla lo más precisa posible.

Es importante resaltar que si, al realizar la medida de tensión, nos equivocamos con la conexión de la punta roja y la conectamos al borne de medida de corriente (8) o (9), se puede producir un cortocircuito, que dañe el aparato si el fusible interno no lo corta de forma rápida.

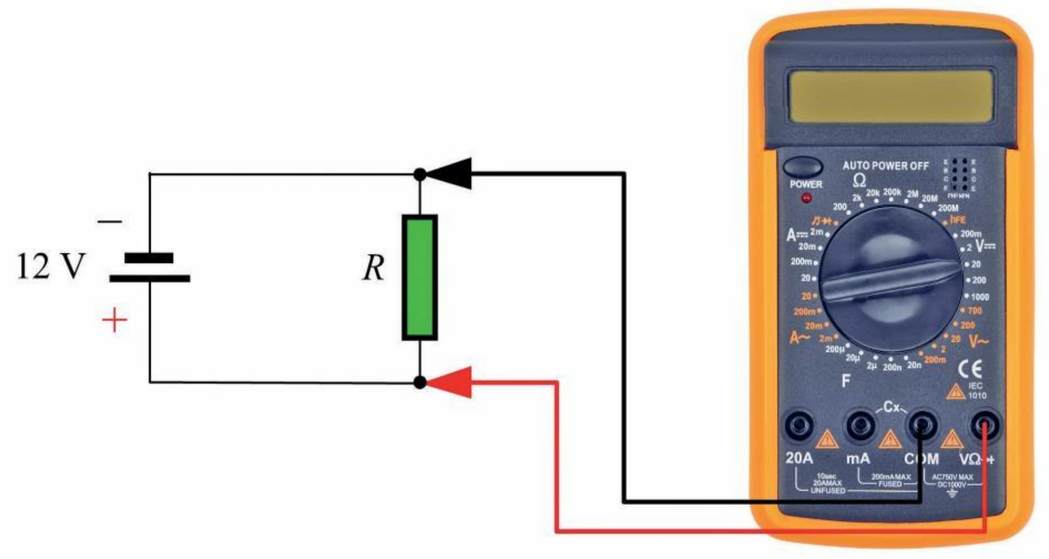


Figura 5.2. Medida de tensión en un circuito C.C.

Figura 5.1. Identificación de las partes de un polímetro.

1. Medidas de resistencia (óhmetro).
2. Interruptor de encendido.
3. Medidas de continuidad y comprobación de diodos.
4. Medidas de intensidad (amperímetro) en C.C.
5. Selector rotativo para fijar la magnitud a medir y su campo de medida.
6. Medidas de intensidad (amperímetro) en C.A.
7. Medidas de capacidad para condensadores (capacímetro).
8. Borne de conexión para medida de intensidades hasta 20 A (punta de prueba roja).
9. Borne de conexión para medida de intensidades en el rango de mA (punta de prueba roja).
10. Borne de conexión común para medida de tensiones, intensidades y resistencias (punta de prueba negra).
11. Borne de conexión para medida de tensiones y resistencias (punta de prueba roja).
12. Bornes de conexión para medida de capacidad de condensadores.
13. Medida de tensión (voltímetro) en C.A.
14. Medida de tensión (voltímetro) en C.C.
15. Medida de la ganancia de un transistor.
16. Base para la conexión y comprobación de transistores.
17. Pantalla digital.

© Ediciones Paraninfo

5.1.2. Medida de intensidad de corriente

Al igual que con las medidas de tensión, antes de realizar la medida se debe saber el tipo de corriente a medir, (4) para C.C. y (6) para C.A. Aquí sí que es muy importante seleccionar el rango adecuado a la medida a realizar, ya que en caso contrario se pueden producir daños internos en el aparato. Así, por ejemplo, si fuésemos a medir la intensidad de corriente por un receptor de mucha potencia, como un motor, o un calefactor, habría que colocar la punta de prueba roja en el borne (8) de 20 A. Para medidas normales en el rango de mA, conectaremos dicha punta de prueba en el borne (9).

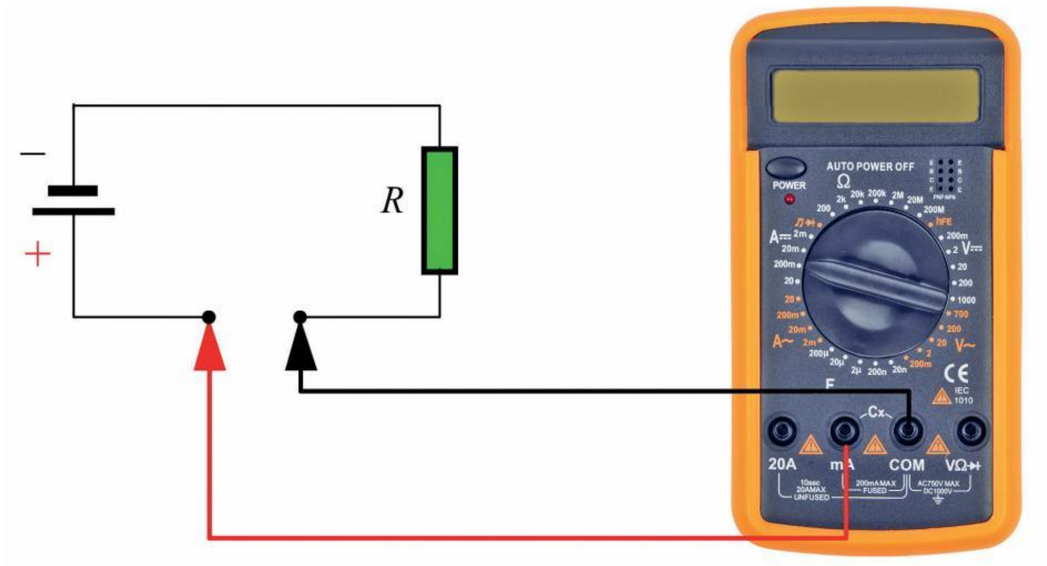


Figura 5.3. Medida de intensidad en un circuito C.C.

5.1.3. Medida de resistencia

Para medir el valor óhmico de una resistencia moveremos el selector (1) hasta situarlo en un rango que se ajuste lo más posible a su valor, obteniendo así una lectura en la pantalla lo más precisa posible.

Todos los aparatos de medida arrojan un cierto error en el resultado obtenidos de su lectura, es lo que se conoce como precisión. Para obtener una medida precisa en resistencias de bajo valor, se debe restar la resistencia que oponen los cables de prueba al resultado obtenido. La resistencia de dichos cables suele estar en torno a 0,5 ohmios.

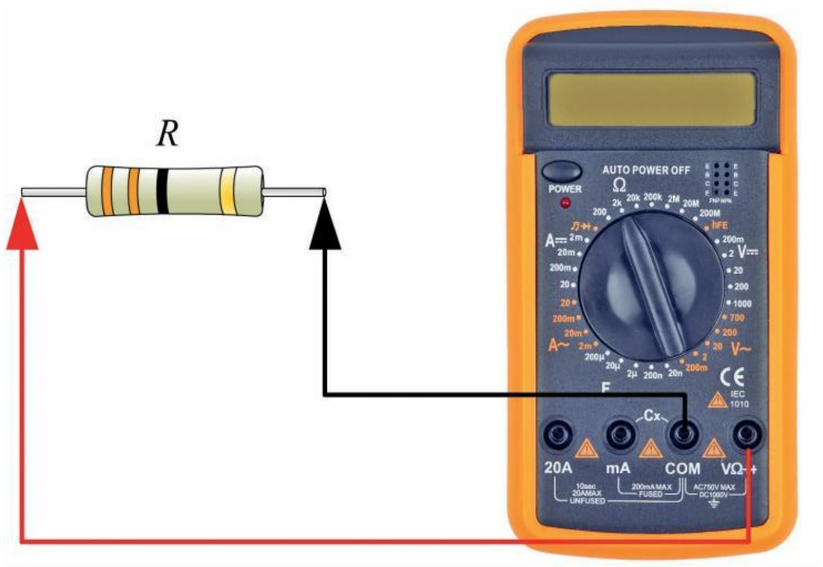


Figura 5.4. Medida de resistencias.

Como medida de precaución, las resistencias a medir no deben estar alimentadas por ninguna fuente de tensión, ya que en caso contrario se obtendría una lectura falsa y los circuitos internos del polímetro podrían ser dañados.

5.1.4. Medida de continuidad y diodos

En las medidas de continuidad, cuando la resistencia del circuito es muy baja el aparato emite un pitido.

Cuando se conecta un diodo semiconductor con la punta roja (11) en el ánodo y la negra (10) en el cátodo, la pantalla nos muestra la tensión de polarización del diodo (suele encontrarse en torno a 0,5 V), en cuyo caso nos indica que su estado es correcto.

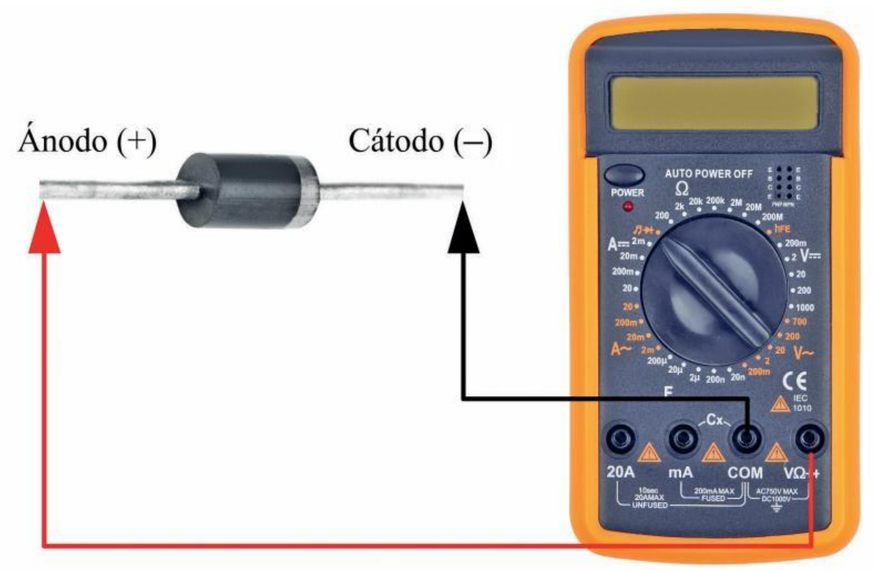


Figura 5.5. Comprobación de diodos.

5.1.5. Medida de capacidad de un condensador

Para medir la capacidad de un condensador moveremos el selector (7) hasta situarlo en un rango de medida adecuado, bien en microfaradios (μF) para condensadores de más capacidad, o en nanofaradios (nF) para los de menos.

Para evitar posibles daños al multímetro o errores en la medida, el condensador debe estar descargado y desconectado de toda fuente de tensión. Para comprobar esta posible circunstancia, antes de realizar la medida, comprueba la tensión de C.C. entre sus terminales.

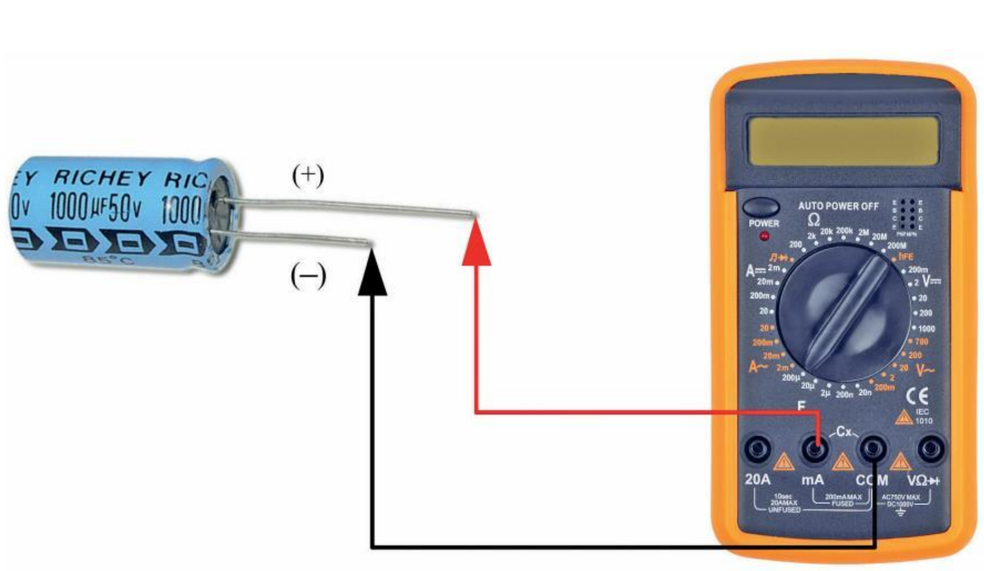


Figura 5.6. Medida de capacidad de condensadores.

© Ediciones Paraninfo

5.1.6. Medida de la ganancia de un transistor

Para medir este parámetro hay que conectar los terminales del transistor a la base de conexión (16) y situar el selector en «h_{FE}» (15). Para conseguir la lectura de la ganancia en la pantalla habrá que hacer coincidir los tres terminales del transistor (**B**ase, **E**misor, **C**olector) con los correspondientes de la base de conexión, según sea del tipo PNP o NPN.

Si la ganancia obtenida es de un valor aceptable (en torno a unos cientos), nos indicará que el transistor se encuentra en buen estado. Además, nos puede ayudar a identificar el tipo de transistor y la disposición de sus terminales, en caso de su desconocimiento.

Figura 5.7. Comprobación de transistores.

5.1.7. Multímetro con selección automática de rango

Para manejar de forma correcta el modelo de multímetro utilizado para este ejemplo se hace necesario seleccionar el rango de media que se acerque más a la magnitud a medir. Existen modelos comerciales más avanzados, en los que no es necesario realizar esta operación, ya que el aparato detecta el orden de magnitud de la medida y selecciona de forma automática el rango más adecuado, siempre que el valor a medir no supere los límites máximos indicados en las especificaciones.

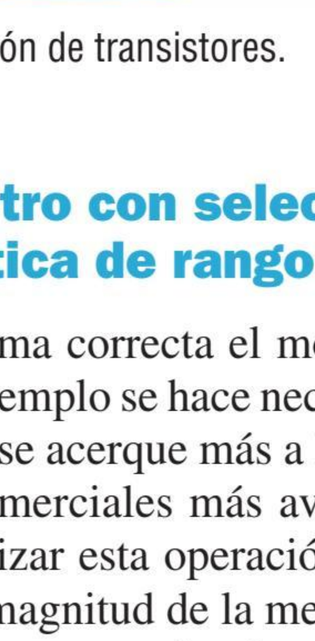


Figura 5.8. Multímetro con selección automática de rango.

En estos modelos basta con seleccionar la magnitud a medir y el tipo de corriente, y aunque el rango se seleccione de forma automática, también ofrecen la posibilidad de su selección manual.

Actividad propuesta 5.1

Busca en el MATERIAL WEB el documento con el nombre *«Manual del usuario del polímetro digital (Fluke)»*. Una vez leído dicho documento indica qué medidas se pueden realizar con este polímetro, así como los rangos de medida del mismo.

5.2. El osciloscopio

El osciloscopio es un aparato de medida que nos va a ser indispensable para el análisis y la comprobación de los valores que se dan en una tensión variable. Su aplicación en el campo de la electrónica se hace indispensable. Un osciloscopio lo que hace es mostrar en su pantalla la forma que posee una determinada tensión o corriente eléctrica. Es decir, representa en un eje de coordenadas las variaciones de estas magnitudes en función del tiempo.

Así, por ejemplo, la imagen que aparecería en la pantalla del mismo al aplicarle una tensión alterna senoidal sería la mostrada en la Figura 5.9.

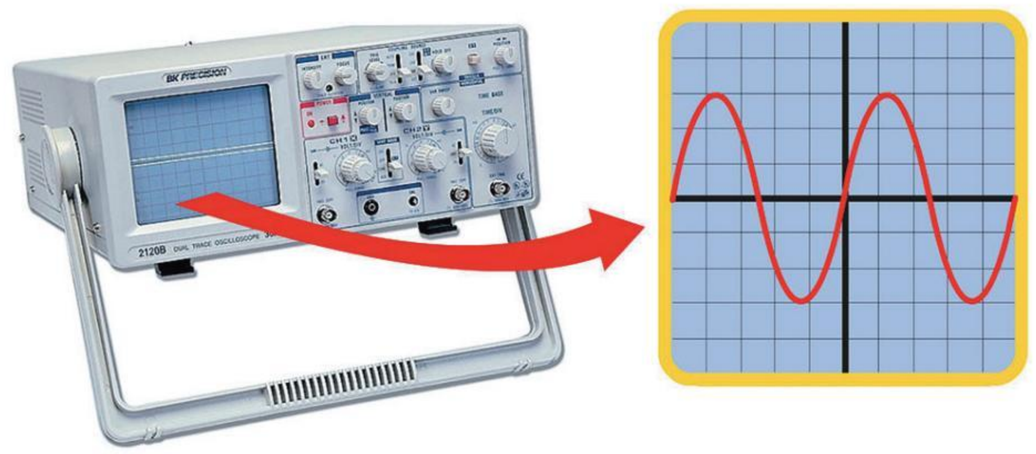


Figura 5.9. Imagen de una tensión senoidal en un osciloscopio.

El osciloscopio se vale de un tubo de rayos catódicos, sobre el cual incide un haz electrónico proyectado por el cátodo, para reproducir la imagen visual, tal como se muestra en la Figura 5.10.

Mediante la sección de disparo y la sección horizontal se consigue generar una señal que es capaz de mover el haz de electrones, proyectado por el cátodo, de izquierda a derecha a una determinada frecuencia, produciendo en la capa fluorescente de la pantalla del tubo una línea horizontal. Mediante la base de tiempos se puede ajustar la frecuencia de barrido del haz electrónico.

La sonda del osciloscopio toma la señal a medir, que se prepara en la sección vertical, para atacar las placas de

© Ediciones Paraninfo

deflexión vertical. Esto hace que el haz de electrones tienda a desviarse de arriba abajo en el tubo de rayos catódicos en función del orden de magnitud de la señal a medir (tensión en voltios). Mediante el amplificador vertical se consigue atenuar más o menos la señal a medir. Si la tensión a medir es positiva, el trazo presentado en la pantalla aparece por encima de la línea de referencia GND, y si es negativa, por debajo de dicha línea.

La combinación del trazo vertical y el horizontal producen en la pantalla la representación gráfica de la señal a medir.

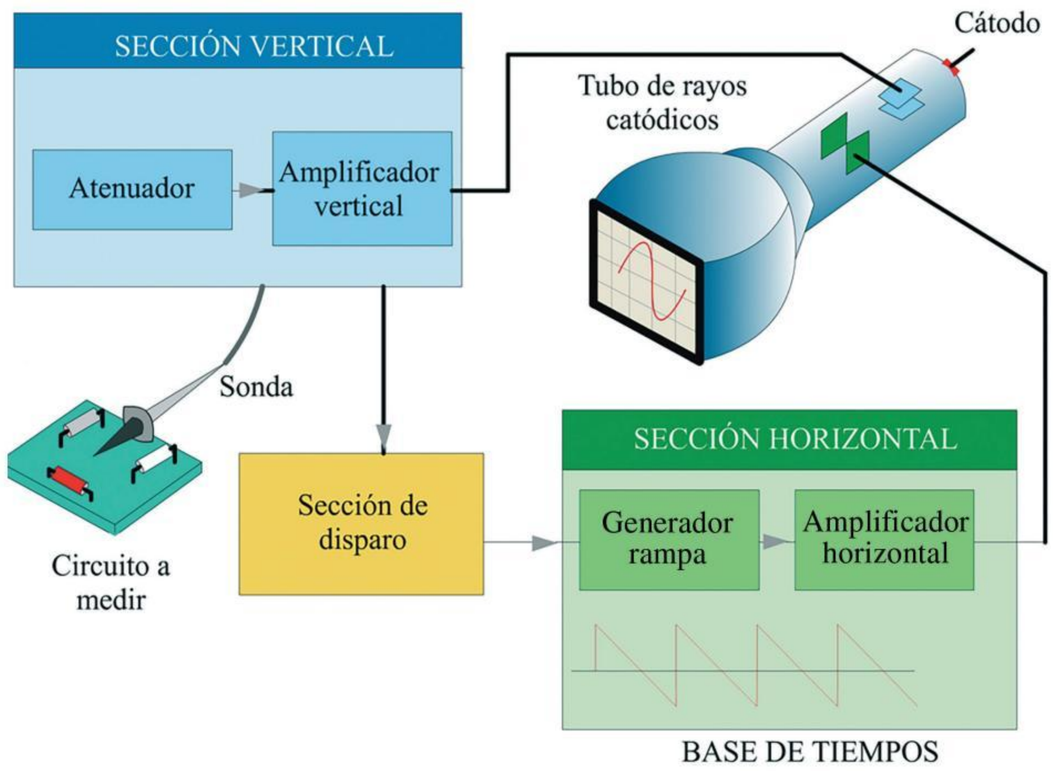


Figura 5.10. Funcionamiento básico de un osciloscopio analógico.

5.2.1. Base de tiempos y amplificador horizontal

El circuito de base de tiempos de un osciloscopio es el que hace posible que la tensión que nosotros queremos representar aparezca en función del tiempo transcurrido. Mediante el circuito del amplificador horizontal podemos seleccionar las diferentes escalas de tiempos con las que nos interese trabajar en cada momento sobre el eje X, para lo que hacemos girar el selector de ajuste de la base de tiempos (Timebase). Para hacernos una idea del campo de medida de este circuito, se muestran, a continuación, los grados de desviación de un osciloscopio comercial: desde 1 a 500 ms/división, desde 1 a 500 µs/div y desde 100 a 500 ns/div (Figura 5.11).

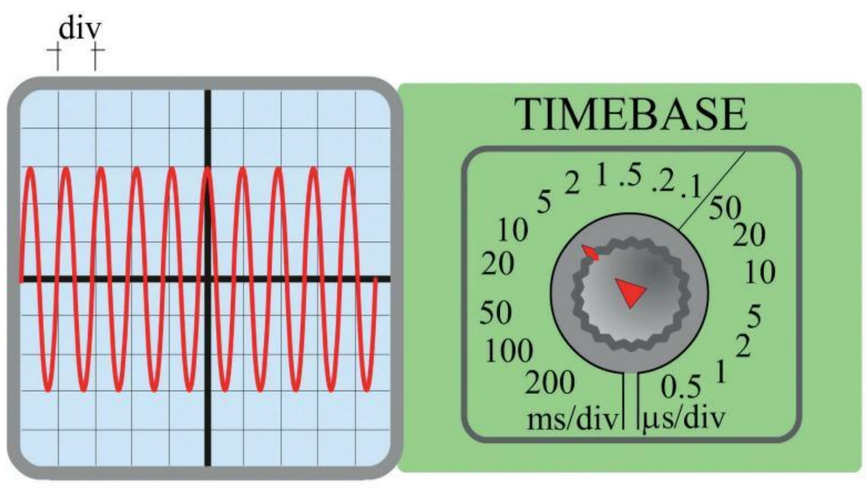


Figura 5.11. Selector de ajuste de la base de tiempos.

5.2.2. Amplificador vertical

Este circuito se encarga de que aparezcan representados los valores de tensión en el eje Y de la pantalla del osciloscopio. Mediante este circuito también podemos seleccionar diferentes escalas de tensión como, por ejemplo, 1 a 10 V/iv y de 2 a 500 mV/div (Figura 5.12).

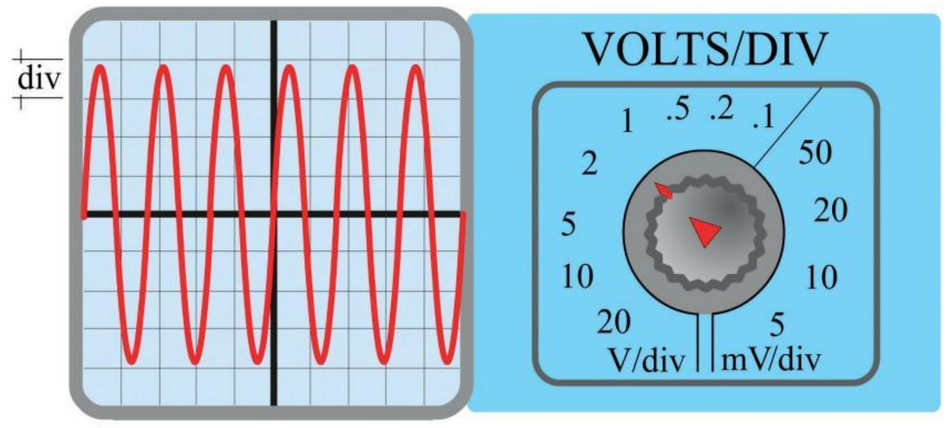


Figura 5.12. Selección del atenuador de entrada vertical.

Presentamos a continuación (Figura 5.13) lo que podría ser un osciloscopio genérico, con sus controles más característicos, de forma que nos permita familiarizarnos con estos:

1. **Desplazamiento vertical de canal 1:** permite desplazar la señal del canal 1 en sentido vertical.

2. **Atenuador vertical (CH1):** permite atenuar la señal de entrada del canal 1 y seleccionar la constante de medida en voltios/división.

3. **Selector AC-GND-DC de canal 1:** con este conmutador podemos seleccionar el tipo de señal de entrada para el canal 1: AC para corriente alterna, DC para corriente continua y GND para señal de entrada desconectada (entrada conectada a masa; aquí podemos situar la señal de referencia con el mando de desplazamiento vertical (1) donde deseemos).

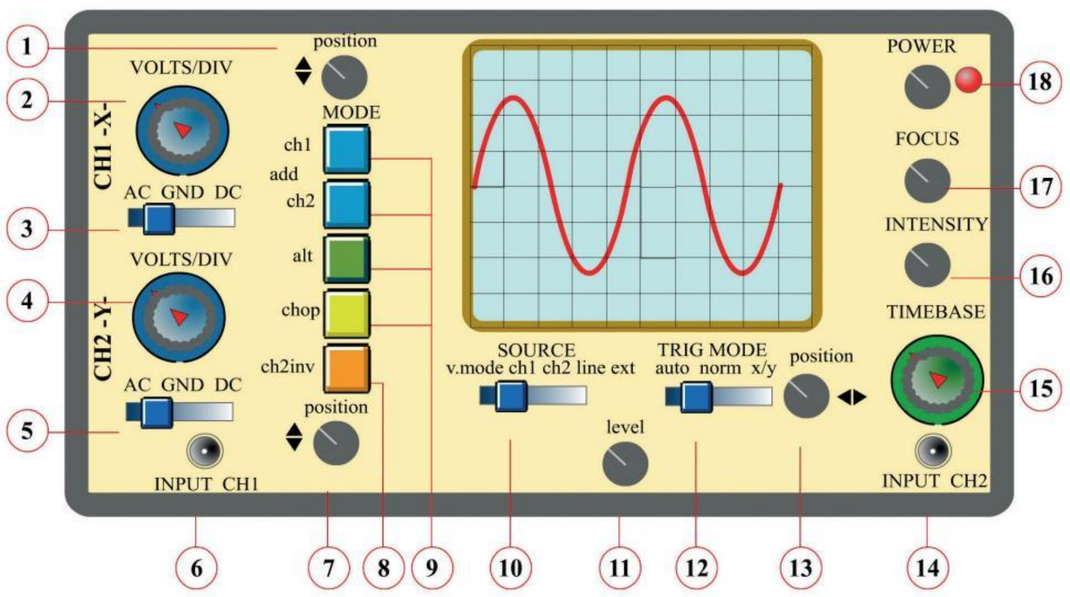


Figura 5.13. Osciloscopio genérico de laboratorio.

4. **Atenuador vertical (CH2):** permite atenuar la señal de entrada del canal 2 y seleccionar la constante de medida en voltios/división.

© Ediciones Paraninfo

5. **Selector AC-GND-DC de canal 2:** con este conmutador podemos seleccionar el tipo de señal de entrada para el canal 2: AC para corriente alterna, DC para corriente continua y GND para señal de entrada desconectada (entrada conectada a masa; aquí podemos situar la señal de referencia con el mando de desplazamiento vertical (7) donde deseemos).
6. **Entrada vertical (CH1):** entrada para señal del canal 1.
7. **Desplazamiento vertical de canal 2:** permite desplazar la señal del canal 2 en sentido vertical.
8. **Inversor de la señal:** con este conmutador invertimos la señal del canal 1 o 2 en los modos de funcionamiento CH1 o CH2 (9). Si pulsamos CH1 y CH2 simultáneamente, obtenemos la diferencia de las dos señales.
9. **Modos de funcionamiento:** permite seleccionar la señal a visualizar en pantalla. CH1 para el canal 1; CH2 para el canal 2; CH1 y CH2 simultáneamente para sumar ambas señales; ALT para visualizar las dos señales a la vez; CHOP para conseguir que el barrido se realice más despacio.
10. **Selector de la fuente de barrido:** permite seleccionar la fuente de disparo: v.mode (propia); ch1 (señal del canal 1); ch2 (señal del canal 2); line (señal exterior de la red); ext (señal exterior).
11. **Nivel (comienzo del trazo):** mediante este control se puede seleccionar el punto de la señal donde comience el trazo.
12. **Modos de disparo:** permite seleccionar el modo de disparo: Auto (los impulsos de barrido se producen internamente); Norm (mientras no conectemos una señal a la entrada no aparecerá ninguna imagen en la pantalla); x/y (el canal 1 produce la deflexión vertical, y el canal 2 la deflexión horizontal).
13. **Desplazamiento horizontal:** con este control podemos variar la posición horizontal del trazo.
14. **Entrada vertical (CH2):** entrada para señal del canal 2.
15. **Base de tiempos:** selecciona la constante del eje de tiempos.
16. **Brillo:** da más o menos brillo al trazo de la señal en pantalla.
17. **Foco:** enfocamos el trazo de la señal en pantalla.
18. **Interruptor de encendido.**

En la actualidad, se están imponiendo los osciloscopios digitales debido a las ventajas que presentan frente a los analógicos. En estos tendremos más opciones a la hora de analizar una señal, que normalmente aparecerán mediante menús en pantalla.

Actividad propuesta 5.2

Busca en el MATERIAL WEB el documento con el nombre *«Ejemplo de Manual del usuario de un osciloscopio analógico (Hameg)»*. Una vez leído dicho documento indica qué medidas se pueden realizar con este osciloscopio, así como los rangos de medida del mismo.

5.2.3. Manejo del osciloscopio

Como medida de precaución general, antes de conectar un osciloscopio a la red eléctrica hay que asegurarse de que este esté debidamente conectado a tierra. Además, ajustaremos el brillo en un punto intermedio para evitar dañar la pantalla con una intensidad del haz electrónico demasiado elevada.

Una vez que se ha puesto en marcha el osciloscopio con el interruptor de encendido, seleccionaremos el conmutador de entrada de señal vertical en la posición GND y, con los controles de posición (POSITION), desplazaremos el trazo hasta el centro de la pantalla. Seguidamente se ajustan la intensidad y el foco del trazo en pantalla.

Tanto para medida de señales de C.A. como de C.C. lo primero que haremos será introducir la sonda en el conector correspondiente (INPUT). Si deseamos medir tensiones de entrada elevada, tendremos que utilizar sondas especiales atenuadoras con el fin de rebajar estas tensiones hasta un nivel aceptable para la entrada del osciloscopio.

Para la medida de corrientes alternas colocaremos el selector de entrada en AC. Además, nos aseguraremos de que la fuente de barrido (SOURCE) del circuito de disparo (TRIGGER) seleccionada es correcta. Seguidamente situaremos los mandos del atenuador vertical (volts/div) y de la base de tiempos (TIMEBASE) hasta conseguir encajar en la pantalla un ciclo completo de la señal (al manejar estos dos mandos se debe observar que el mando de ajuste fino se encuentra en posición desconectada CAL).

Para la medida de corrientes continuas colocaremos el selector de entrada en DC.

Actividad resuelta 5.1

Al realizar una medida de una tensión alterna con un osciloscopio aparece en la pantalla la imagen que se muestra en la Figura 5.14. Si los grados de desviación seleccionados

© Ediciones Paraninfo

fuesen: atenuador vertical (2 V/div), base de tiempos (5 ms/div), averigua el valor máximo y eficaz de la tensión, así como el periodo y la frecuencia.

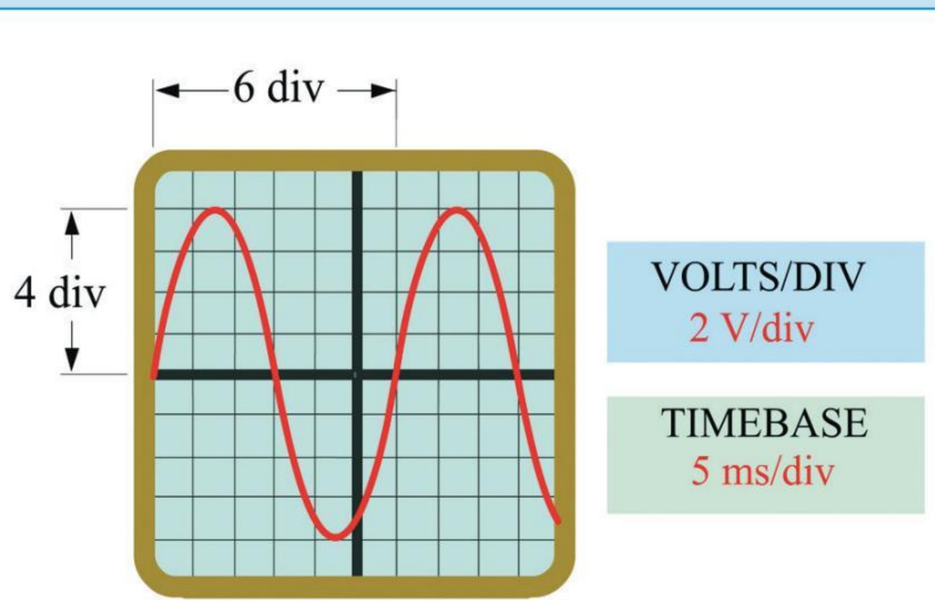


Figura 5.14.

Solución:

$$V_{máx} = 4 \text{ div} \cdot 2 \text{ V/div} = 8 \text{ V}$$

$$T = 6 \text{ div} \cdot 5 \text{ ms/div} = 30 \text{ ms} = 0{,}03 \text{ s}$$

$$V_{eficaz} = \frac{V_{máx}}{\sqrt{2}} = \frac{8}{\sqrt{2}} = 5{,}66 \text{ V}$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{0{,}03} = 33{,}33 \text{ Hz}$$

Actividad resuelta 5.2

Al realizar una medida con un osciloscopio de una tensión continua aparece en la pantalla la imagen que se muestra en la Figura 5.15. Si los grados de desviación seleccionados fuesen: atenuador vertical (10 V/div), base de tiempos (0,1 ms/div), averigua el valor medio de la tensión continua.

Figura 5.15.

Solución:

$$V_{CC} = 3 \text{ div} \cdot 10 \text{ V/div} = 30 \text{ V}$$

Actividad propuesta 5.3

Busca en el MATERIAL WEB el documento con el nombre *«Manejo del osciloscopio (Tektronix)»*. Leer este manual te ayudará a ampliar los conocimientos de cómo funciona un osciloscopio y entender los controles básicos.

5.2.4. El osciloscopio digital

Los osciloscopios analógicos están siendo sustituidos en la actualidad por los osciloscopios digitales, como consecuencia de las mejores prestaciones de estos últimos.

Los osciloscopios analógicos presentan alguna limitación en su funcionamiento, como por ejemplo:

- Las señales a medir deben ser periódicas (la señal tiene que variar siempre de la misma forma).
- Una señal de alta frecuencia tiende a reducir el brillo de la pantalla, ya que las rápidas variaciones de la señal reducen el tiempo de refresco de la pantalla.
- Una señal de baja frecuencia no consigue formar un trazo en la pantalla, observándose solo un punto en movimiento.
- Si se producen fenómenos transitorios (alteraciones bruscas de la señal en un tiempo muy corto), estos no aparecen en la señal de la pantalla a no ser que sean repetitivos.

El osciloscopio digital toma la señal analógica presente en la sonda y muestrea la tensión a medir, convirtiéndola en una señal digital mediante un conversor analógico-digital (ADC). De esta forma el osciloscopio trabaja internamente con señales digitales que luego deberá reconstruir para poder ser presentada en su pantalla (Figura 5.16).

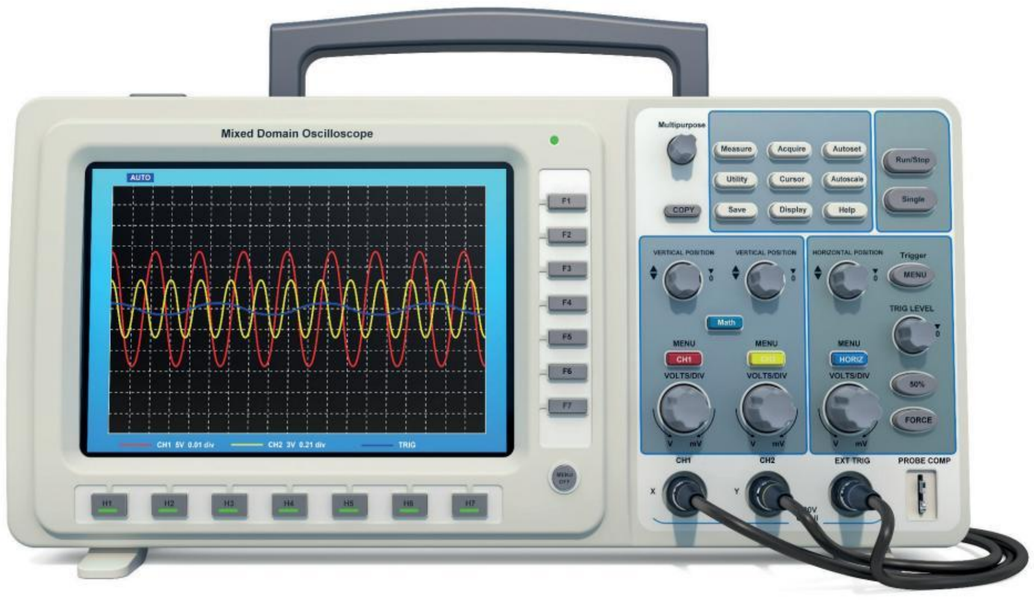


Figura 5.16. Osciloscopio digital.

El procedimiento de medida de los osciloscopios digitales es básicamente igual a los analógicos, pero con

© Ediciones Paraninfo

mayores posibilidades y facilidad para la medida, como por ejemplo:

- Visualizar transitorios de corta duración.
- Memorizar las señales para su posterior análisis en la pantalla del osciloscopio.
- Transferencia de los datos memorizados a un ordenador. Visualización de varias señales a la vez.
- Medida automática de diferentes parámetros de la señal: valores máximo y mínimo, verdadero valor eficaz, frecuencia, etcétera.

Figura 5.17. Osciloscopio digital portátil.

Actividad propuesta 5.4

Busca en el MATERIAL WEB el documento con el nombre *«Ejemplo de Manual del usuario de un osciloscopio digital (Tektronix)»*. Una vez leído dicho documento indica qué medidas se pueden realizar con este osciloscopio, así como los rangos de medida del mismo.

5.3. Generador de funciones

Se puede decir que un generador de funciones o de señales es un dispositivo elaborado para producir señales eléctricas de unas determinadas características, las cuales podremos aplicar a un circuito en el que se desee analizar los efectos causados por las mismas.

Los generadores de señales se pueden utilizar como excitadores de un determinado circuito electrónico, con el fin de imitar una determinada condición de entrada que suela darse habitualmente en el mismo y así poder realizar un análisis total de la respuesta de dicho circuito.

Los generadores de señales son instrumentos muy útiles en el laboratorio de Electrónica, ya que se pueden usar en cualquier tipo de prueba y medida, como por ejemplo:

- Análisis de circuitos electrónicos.
- Verificación de amplificadores (respuesta de frecuencia, distorsión, etc.).
- Ajuste de etapas de amplificadores, así como receptores y emisoras de radiofrecuencia.

Fundamentalmente, los generadores de señales se elaboran a partir de un circuito oscilador que tiene la propiedad de producir una determinada forma de onda, cuya frecuencia se regula mediante un mando situado en el panel de control del mismo. Los generadores de señales también incorporan un dispositivo de medición de la frecuencia, de tal forma que al manipular el mando de selección, podamos saber la frecuencia de la señal obtenida en la salida.

Los tipos de onda que puede proporcionar un generador de señales pueden ser variados: senoidal, triangular, cuadrada, impulsos. Entre todas ellas, la que cuenta con más aplicaciones es indudablemente, la *senoidal*, sobre todo en equipos de audio.

En la Figura 5.18 se muestra el aspecto de un generador de señales genérico con sus partes más significativas.

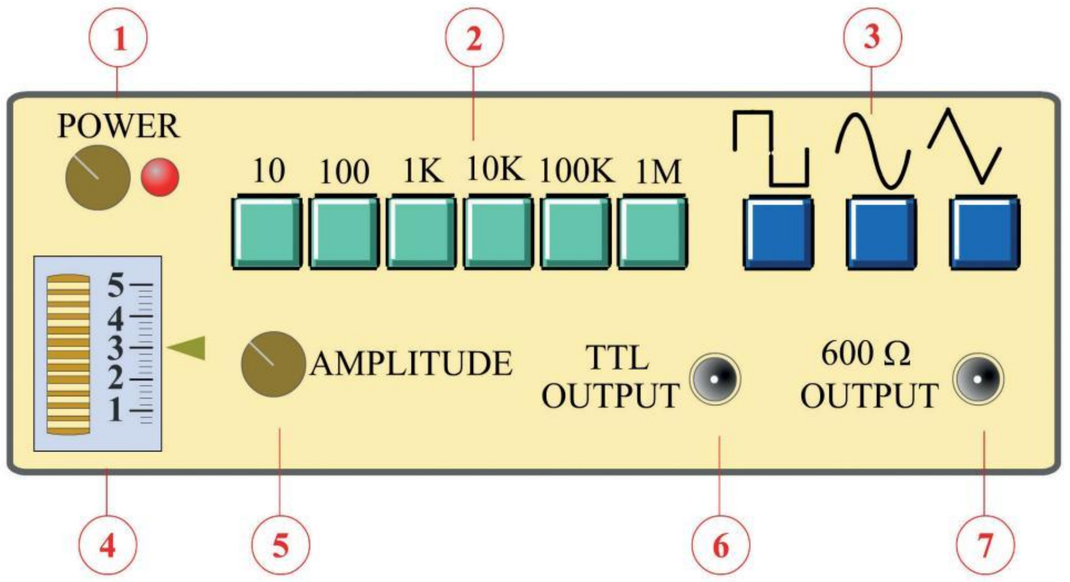


Figura 5.18. Generador de señales de laboratorio.

1. **Interruptor de encendido.**
2. **Selector de banda de frecuencia:** permite seleccionar el poder multiplicador del selector de frecuencias.
3. **Selector de la forma de onda:** podemos seleccionar el tipo de onda a generar: cuadrada, senoidal o triangular.
4. **Selector de frecuencias:** seleccionamos la frecuencia de la señal generada teniendo en cuenta el mar-

© Ediciones Paraninfo

gen de frecuencias seleccionado en el «selector de banda de frecuencias» (la frecuencia generada será el producto de la frecuencia seleccionada por el poder multiplicador seleccionado en el «selector de banda de frecuencia»).

5. **Control de la amplitud:** aumentamos o disminuimos la tensión de salida de la señal generada.

6. **Terminal para señales TTL:** aquí aparece una señal de salida en forma de impulsos TTL.

7. **Terminal de salida:** aquí aparece la señal de salida generada.

El funcionamiento del generador de funciones es muy simple: primero se selecciona la forma de onda y la banda de frecuencias. Seguidamente se ajusta la frecuencia de salida que deseemos aplicar a la señal de salida y por último la amplitud.

5.4. Instrumentación digital

Para el análisis y la reparación de circuitos digitales, aparte del polímetro, el osciloscopio y el generador de funciones se utiliza una instrumentación específica, nos referimos a:

- La sonda lógica.
- El inyector lógico.
- El analizador lógico.

5.4.1. La sonda lógica

La sonda lógica es un instrumento que nos permite detectar el nivel lógico en cualquier punto de un circuito digital. Es muy útil para la verificación del funcionamiento correcto de un circuito y para la localización de averías, ya que podemos medir si el nivel en un punto concreto de un circuito posee nivel alto o bajo de tensión, y si la señal se da a impulsos repetitivos. En la Figura 5.19 se muestra el aspecto de una sonda lógica comercial.

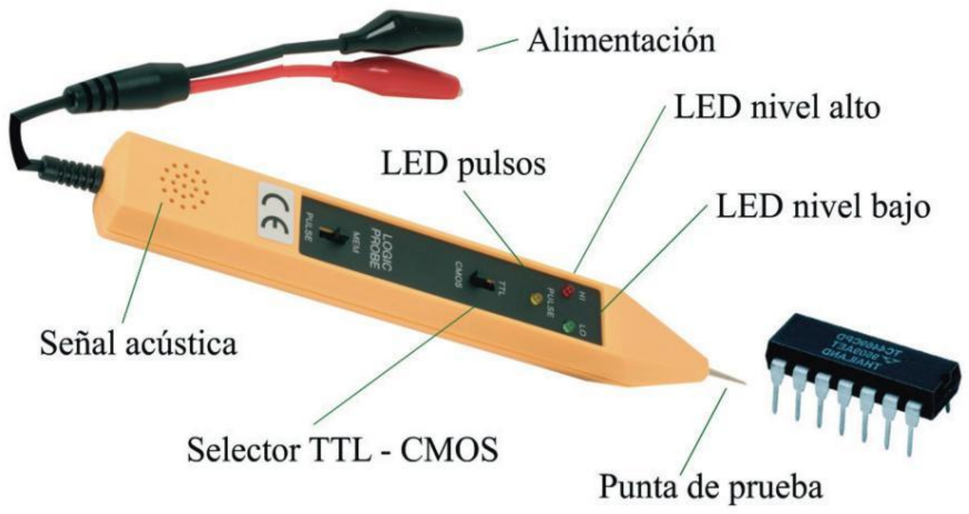


Figura 5.19. Sonda lógica para detectar el nivel lógico de un circuito digital.

Para medir el estado lógico de una parte de un circuito basta con poner en contacto la punta conductora de la sonda. El nivel lógico se obtiene mediante unos LED de diferente color y un avisador acústico con un tono especial para cada caso. Así, por ejemplo, lo más común es encontrarse con:

LED rojo = nivel alto.

LED verde = nivel bajo.

LED amarillo = impulsos repetitivos.

Las sondas lógicas pueden ser utilizadas tanto para el diagnóstico de circuitos digitales con tecnología TTL o con tecnología CMOS, para lo cual habrá que situar el selector correspondiente en función del circuito a analizar.

5.4.2. El inyector o pulsador lógico

El inyector lógico es un instrumento que sirve para generar una señal cuadrada y ser aplicada a cualquier punto de un circuito digital. El inyector lógico se puede utilizar en combinación con la sonda lógica; con el primero inyectamos los impulsos y con el segundo comprobamos el efecto producido en el circuito digital (Figura 5.20).

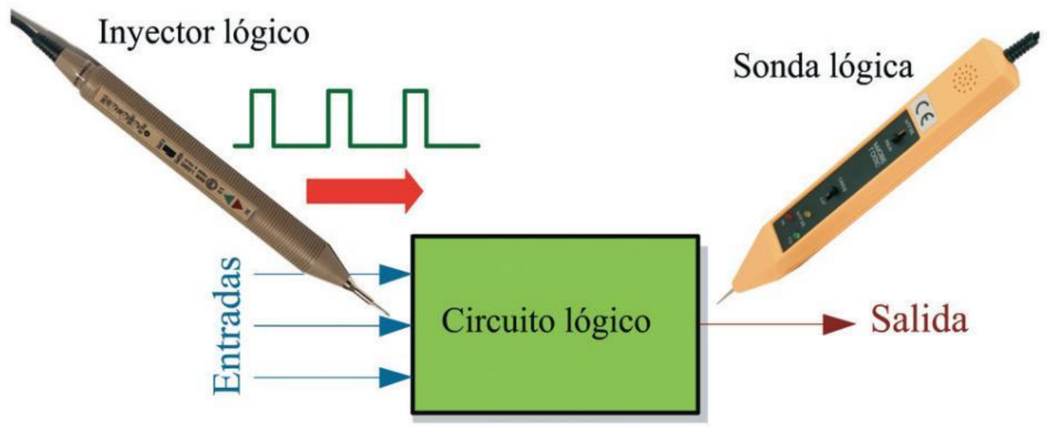


Figura 5.20. Utilización combinada de inyector y sonda lógica para el diagnóstico de un circuito digital.

5.4.3. El analizador lógico

El analizador lógico permite visualizar a la vez en una pantalla varias señales digitales con el fin de poder analizarlas y realizar así un diagnóstico preciso del funcionamiento de un circuito digital. Este dispositivo posee la capacidad de almacenar una secuencia de estados lógicos a partir de un momento determinado para su posterior análisis (Figura 5.21).

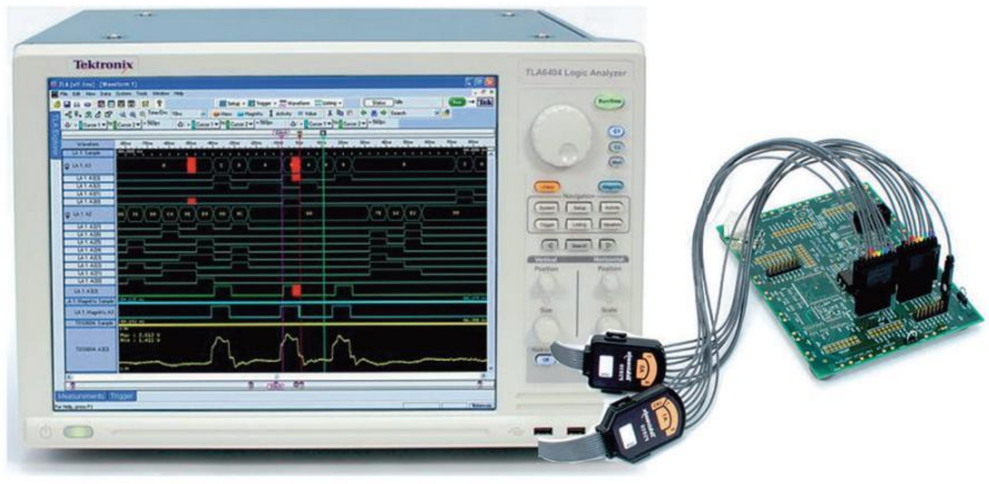


Figura 5.21. Analizador lógico.

© Ediciones Paraninfo

A diferencia del osciloscopio, el analizador lógico no mide los datos analógicos, sino que solamente detecta los dos niveles lógicos: nivel alto de tensión = «1» y nivel bajo = «0», presentando la información en la pantalla de forma similar a los cronogramas estudiados en los circuitos secuenciales. Además, estos instrumentos tienen la capacidad para registrar señales digitales de alta frecuencia.

Actividad resuelta 5.3

Busca en el MATERIAL WEB el documento con el nombre *«Manual técnico del analizador lógico (Tektronix)»*. Leer este manual te ayudará a ampliar los conocimientos de cómo funciona un analizador lógico, entender los controles básicos y a encontrar ejemplos de aplicación de los analizadores lógicos.

Una vez leído este manual escribe el significado de los siguientes términos utilizados habitualmente en el mismo:

- Analizador lógico
- Ancho de pulso
- Asíncrono
- Atenuación
- Bit
- Byte
- Convertidor analógico/digital (ADC)
- Decibelio (dB)
- Digitalizar
- Nivel de disparo
- Onda
- Pulso
- Ruido
- Sonda
- Tiempo de subida
- Tren de pulsos
- Velocidad de muestra

Solución:

Analizador lógico: un instrumento utilizado para mostrar los estados lógicos de muchas señales digitales en un período de tiempo. Analiza los datos digitales y puede representarlos como ejecución de software en tiempo real, valores de flujo de datos, secuencias de estado, etcétera.

Ancho de pulso: el tiempo que invierte un pulso para desplazarse de abajo a arriba y de nuevo a abajo; suele medirse al 50 % del voltaje completo.

Asíncrono: no sincronizado. El analizador lógico ejecuta su propio reloj de muestreo. Dicho reloj es independiente y no tiene en cuenta la temporización del dispositivo bajo prueba. Esta es la base del modo de adquisición de «temporización».

Atenuación: una disminución en la amplitud de la señal durante su transmisión de un punto a otro.

Bit: un carácter binario cuyo estado puede ser 1 o 0.

Byte: una unidad de información digital que consta normalmente de ocho bits.

Convertidor analógico/digital (ADC): un componente electrónico digital que convierte la señal eléctrica en valores binarios discretos.

Decibelio (dB): unidad que expresa la diferencia relativa de potencia entre dos señales eléctricas; es igual a diez veces el logaritmo común de la relación de los dos niveles.

Digitalizar: el proceso por el que un convertidor analógico/digital (ADC) del sistema horizontal realiza la muestra de una señal en puntos discretos en el tiempo y convierte la tensión de la señal de dichos puntos en valores digitales llamados puntos de muestra.

Nivel de disparo: el nivel de tensión que una señal de origen de disparo debe alcanzar antes de que el circuito de disparo inicie un barrido.

Onda: el término genérico para designar un patrón que se repite en un período de tiempo. Los tipos más habituales son: sinusoidal, cuadrada, rectangular, en diente de sierra, triangular, de paso, pulsatoria, periódica, no periódica, sincrónica y asíncrona.

Pulso: una forma de onda habitual que tiene un flanco ascendente rápido, un ancho y un flanco descendente rápido.

Ruido: tensión o corriente no deseados en un circuito eléctrico.

Sonda: un dispositivo de entrada del instrumento de medida, normalmente con un extremo de metal en punta para establecer contacto eléctrico con un elemento del circuito, un cable para conectar con la referencia a tierra del circuito y un cable flexible para transmitir la señal y tierra al instrumento.

Tiempo de subida: el tiempo invertido por el flanco anterior de un pulso para subir desde su valor bajo a su valor alto; suele medirse entre el 10 % y el 90 %.

Tren de pulsos: una serie de pulsos que viajan juntos.

Velocidad de muestra: la frecuencia con que un instrumento de medida digital toma una muestra de la señal; se especifica en muestras por segundo (S/s).

© Ediciones Paraninfo

Prácticas de laboratorio

5.1. Identificación de aparatos de medida. Consigue diferentes modelos de aparatos de medida, observa todas las indicaciones que aparecen en pantalla o en sus instrucciones de manejo y con ellas indica: magnitud a medir, campo de medición, posición de funcionamiento, sistema de medición empleado, tipo de corriente, clase del instrumento, así como la constante de la escala.

5.2. Manejo del polímetro. Consigue un polímetro comercial, analiza sus características y sus diferentes campos de medida, comprobando su funcionamiento en la verificación de un circuito eléctrico. Ahora selecciona la posición de medida de resistencias, mide la resistencia eléctrica de diferentes dispositivos eléctricos. No olvides que para la medida de resistencias eléctricas, estas tienen que estar separadas de la alimentación eléctrica.

5.3. Manejo del osciloscopio. Consigue un osciloscopio, analiza sus características y con la ayuda de un generador de funciones comprueba los valores de las magnitudes asociadas a señales senoidales de diferentes frecuencias (Figura 5.22).

Consigue la información técnica sobre el osciloscopio que vayas a utilizar para realizar este ejercicio práctico e identifica todos los controles del mismo.

Para realizar correctamente esta actividad práctica, sigue atentamente las siguientes recomendaciones:

a) Poner en marcha el osciloscopio siguiendo las instrucciones que aparecen en el manual de funcionamiento.

b) Situar el mando del amplificador vertical en su valor máximo. De esta forma evitaremos que la tensión que deseamos medir sea superior a la que está preparado el osciloscopio.

c) Situar el conmutador de entrada en C.A.

d) Aplicar la tensión alterna a medir a la entrada vertical.

e) Girar el mando del atenuador vertical hasta que sea fácilmente visible la señal senoidal en la pantalla.

f) Girar el selector de la base de tiempos hasta que se pueda ver claramente un ciclo completo de la señal alterna en la pantalla.

g) Estabilizar la imagen mediante el control de sincronismo.

h) Tomar las lecturas de la pantalla y determinar el valor máximo y el periodo. Con estos datos se puede calcular el valor eficaz y la frecuencia.

5.4. Manejo de instrumentación digital. Consigue una sonda lógica, un inyector lógico y un analizador lógico, analiza sus características y comprueba con ellos el funcionamiento de un circuito lógico secuencial.

Al finalizar cada una de estas actividades deberás elaborar un informe-memoria sobre la actividad desarrollada, indicando los resultados obtenidos y estructurándolos en los apartados necesarios para una adecuada documentación de las mismas (descripción del proceso seguido, medios utilizados, esquemas y planos utilizados, cálculos, medidas, etc.).

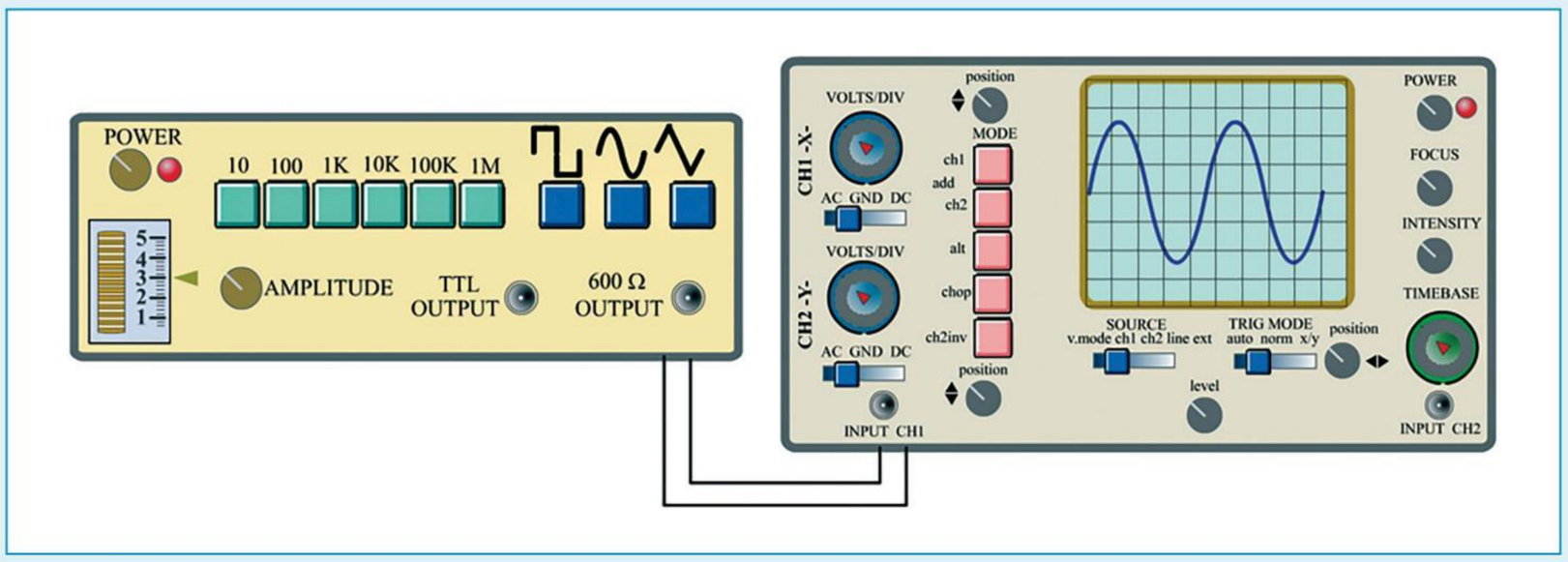


Figura 5.22. Esquema de conexiones de un osciloscopio midiendo las magnitudes asociadas a tensiones senoidales proporcionadas por un generador de funciones.

© Ediciones Paraninfo

Actividades de comprobación

5.1. En un osciloscopio la tensión se mide con:

a) La base de tiempos.

b) El amplificador vertical.

c) El selector de disparo.

5.2. En un osciloscopio el periodo de una señal se mide con:

a) La base de tiempos.

b) El amplificador vertical.

c) El selector de disparo.

5.3. En un osciloscopio si el selector está en GND.

a) Se muestra una señal de corriente alterna.

b) Se muestra una señal de corriente continua.

c) Se muestra una señal de referencia a masa.

5.4. Indica cuál de las siguientes afirmaciones sobre un osciloscopio digital es falsa:

a) No es posible registrar fenómenos transitorios.

b) Puede memorizar los datos obtenidos.

c) Puede representar sin problemas señales de baja frecuencia.

5.5. Indica cuál de las siguientes afirmaciones sobre un osciloscopio analógico es falsa:

a) Las señales de alta frecuencia reducen el brillo de la señal en pantalla.

b) Puede medir de forma automática el valor máximo y el eficaz.

c) Representa con problemas las señales de baja frecuencia.

5.6. Indica cuál de las siguientes afirmaciones sobre una sonda lógica es falsa:

a) Sirve para inyectar un tren de impulsos digitales a un circuito.

b) Detecta el nivel lógico en un punto de un circuito.

c) Posee un avisador acústico.

5.7. Indica cuál de las siguientes afirmaciones sobre un inyector lógico es falsa:

a) Sirve para inyectar un tren de impulsos digitales a un circuito.

b) Detecta el nivel lógico en un punto de un circuito.

c) Posee un pulsador para la inyección de señales.

Actividades de ampliación

5.1. Busca en internet fabricantes de instrumental para el laboratorio de electrónica, y realiza una lista detallada de los equipos que nos ofrecen. Describe sus características y su campo de aplicación.

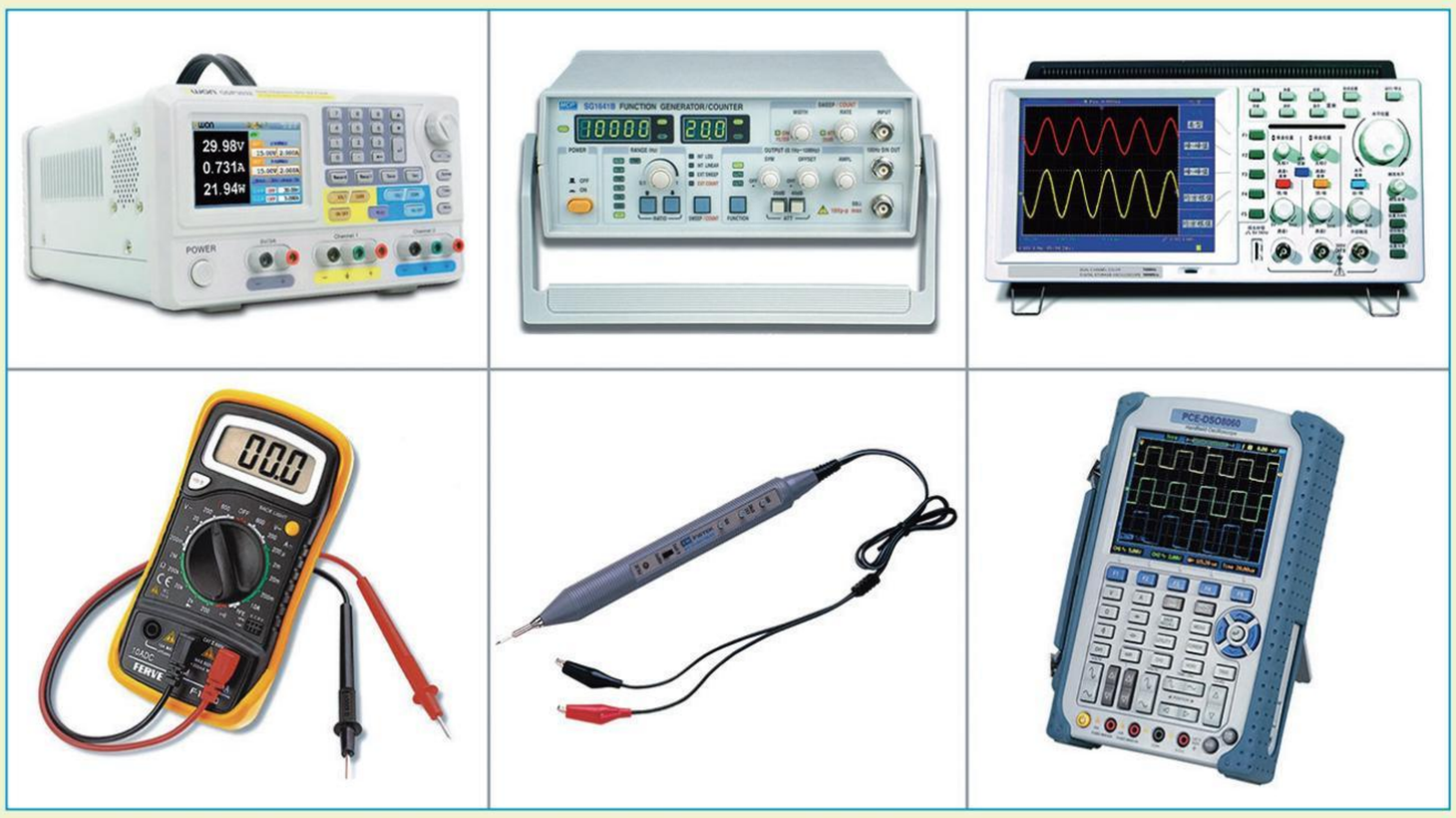
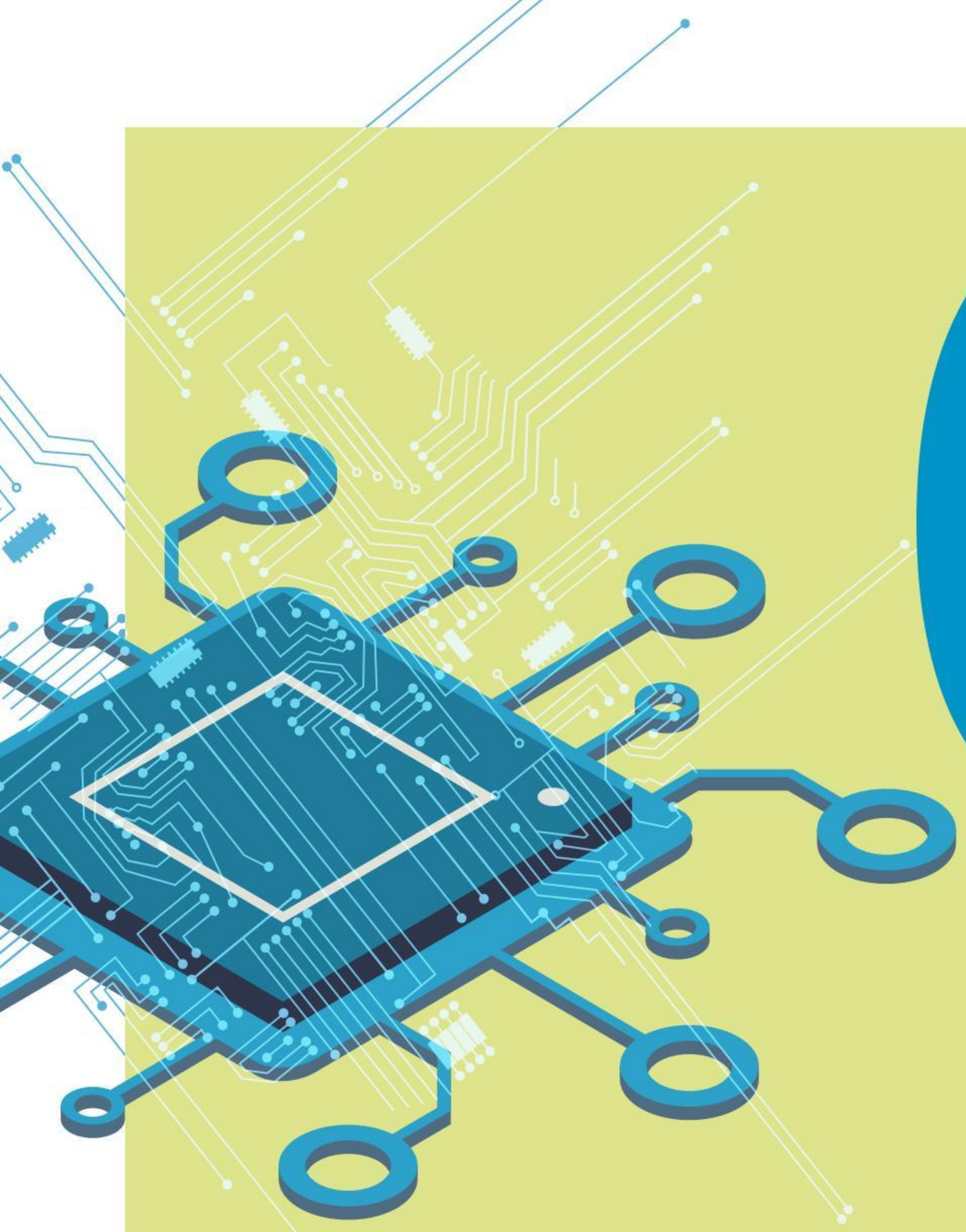


Figura 5.23. Instrumental para el laboratorio de electrónica.

© Ediciones Paraninfo



6 Componentes pasivos

Contenidos

- **6.1.** Resistencias para circuitos electrónicos
- **6.2.** Tolerancia de una resistencia
- **6.3.** Código de colores para resistencias
- **6.4.** Potencia de disipación de una resistencia
- **6.5.** Clasificación de las resistencias
- **6.6.** Resistencias fijas
- **6.7.** Resistencias variables
- **6.8.** Resistencias dependientes
- **6.9.** Condensadores
- **6.10.** Tipos de condensadores
- **6.11.** Identificación de los valores de los condensadores
- **6.12.** Asociación de condensadores en serie
- **6.13.** Asociación de condensadores en paralelo

Dentro de los componentes que se utilizan en la electrónica, existen dos claramente diferenciados: los pasivos y los activos. En esta unidad daremos un repaso a los componentes pasivos básicos, como son las resistencias fijas y variables, y los condensadores. El estudio de los componentes activos basados en los semiconductores serán objeto de estudio en posteriores unidades.

Objetivos

- Identificar los diferentes tipos de resistencias y condensadores que se utilizan como componentes en circuitos electrónicos, así como conocer sus aplicaciones y características más significativas.

6.1. Resistencias para circuitos electrónicos

En electricidad, las resistencias cumplen una misión que ya todos conocemos, la de oponerse al paso de la corriente y transformar la energía eléctrica en calor. En unos casos este efecto es beneficioso (resistencias calefactoras de estufas y cocinas eléctricas, filamentos de lámparas incandescentes, etc.) y en otros perjudicial (calentamiento de conductores y pérdida de potencia).

En los circuitos electrónicos, las resistencias cumplen un papel mucho más especial: permiten distribuir adecuadamente la tensión y la corriente eléctrica en los diferentes puntos del circuito. Para realizar esta correcta distribución se basan, en todo momento, en la ley de Ohm.

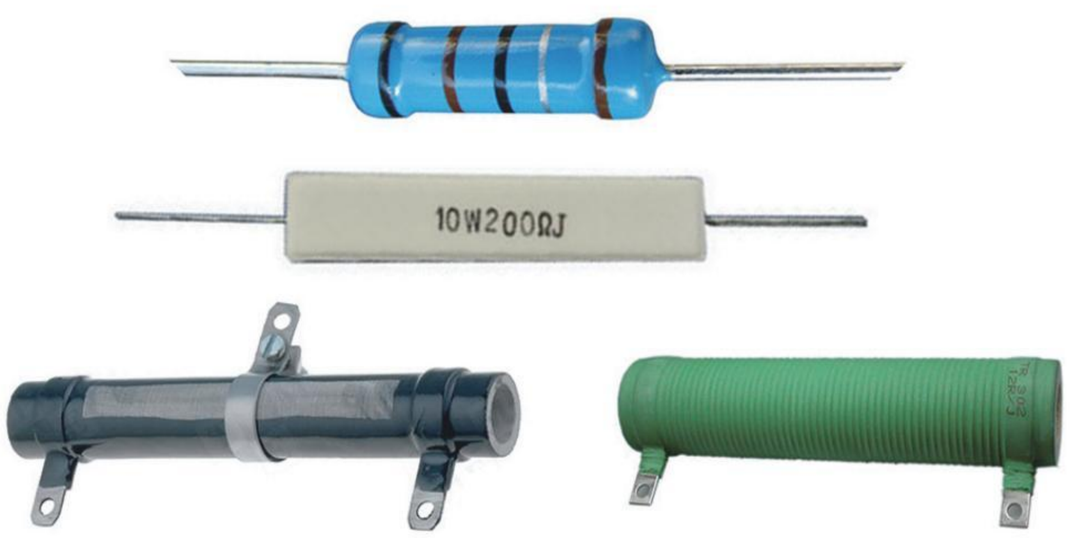


Figura 6.1. Resistencias para circuitos electrónicos.

En los circuitos electrónicos, estas corrientes y tensiones suelen ser muy pequeñas y, por tanto, las potencias que deben disipar también lo serán. Estas bajas potencias permiten construir las resistencias de pequeños tamaños con otro tipo de materiales más baratos y sencillos de manejar, tales como el carbón finamente troceado.

6.2. Tolerancia de una resistencia

Como ya sabemos, la unidad de medida que caracteriza a una resistencia es el ohmio. Las resistencias se construyen con diferentes valores óhmicos, pero, ¿son exactos los valores que, según los fabricantes, poseen las resistencias?

Obtener, en un proceso de fabricación, una resistencia con un valor exacto es muy difícil. Es más, cuanto mayor sea la exactitud que se puede asegurar que tiene una resistencia, más se encarece el producto. De aquí nace el concepto de tolerancia. Este indica los valores máximo y mínimo entre los que estará comprendida la resistencia. Estos valores se expresan como un porcentaje del valor en ohmios asignado teóricamente.

Actividad resuelta 6.1

Se quieren determinar los valores en que puede estar comprendida una resistencia de 100 Ω, si el fabricante asegura que esta posee una tolerancia del ±8 %.

Solución:

El 8 % de 100 Ω es exactamente 8 Ω. Los valores buscados son:

$$100 + 8 = 108\ \Omega \qquad \text{y} \qquad 100 - 8 = 92\ \Omega$$

Si nosotros realizásemos ahora una verificación del valor óhmico de esta resistencia con un óhmetro de precisión y obtuviésemos un resultado menor que 92 Ω o mayor que 108 Ω, la medida mostraría que dicha resistencia no cumple con la tolerancia marcada.

Las tolerancias están normalizadas, de tal forma que solo existen en el mercado resistencias con los siguientes valores:

±0,5 %, ±1 %, ±2 %, ±5 %, ±10 % ±20 %, ±50 %

±0,5 % y ±1 % para resistencias de gran precisión.

±2 %, ±5 % y ±10 % son las más utilizadas en la práctica.

±20 % y ±50 % están prácticamente en desuso.

6.3. Código de colores para resistencias

La forma de inscribir el valor de una resistencia para que sea fácilmente identificable a simple vista es la de utilizar una serie de anillos de colores pintados sobre la superficie del cuerpo de la resistencia, que, mediante un código, permite cubrir toda la gama de valores de resistencias existentes en el mercado.

La razón de utilizar este sistema es debido a que el reducido tamaño de estas impide que sobre ellas puedan inscribirse cifras que sean legibles.

Toma una resistencia y obsérvala. Apreciarás que existen tres anillos de diferentes colores y un cuarto un poco más separado de estos. Los tres primeros anillos, que vamos a denominar A, B y C, dan la clave del valor óhmico y el cuarto representa la tolerancia (Figura 6.2).

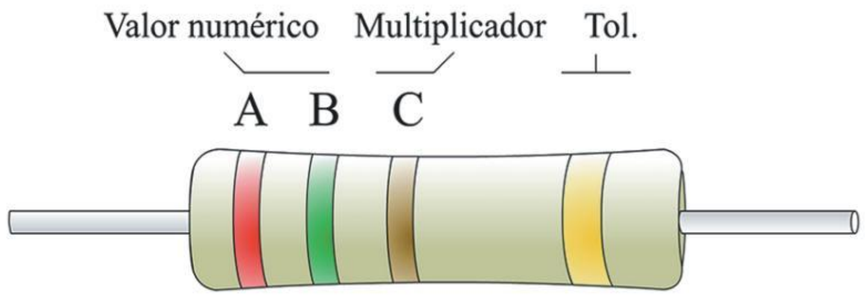


Figura 6.2. Las resistencias poseen una serie de anillos de color que indican el valor óhmico.

© Ediciones Paraninfo

En la Tabla 6.1 está representado el código de colores:

Tabla 6.1. Código de colores para resistencias

Color	A 1.ª cifra	B 2.ª cifra	C Multiplicador	Tolerancia
Negro	0	0	×1	
Marrón	1	1	×10	± 1 %
Rojo	2	2	×100	± 2 %
Naranja	3	3	×1.000	
Amarillo	4	4	×10.000	
Verde	5	5	×100.000	± 0,5 %
Azul	6	6	×1.000.000	
Violeta	7	7	×10.000.000	± 0,1 %
Gris	8	8	×100.000.000	
Blanco	9	9	×1.000.000.000	
Oro	—	—	×0,1	± 5 %
Plata	—	—	×0,01	± 10 %
Sin color	—	—		± 20 %

Actividad resuelta 6.2

Determina el valor óhmico y la tolerancia de una resistencia que aparece con los colores: Rojo-Azul-Naranja-Plata.

Solución:

Situamos las cifras que van asociadas a los colores en el orden en que aparecen inscritos:

A	B	C	Tol.
Rojo	Azul	Naranja	Plata
(2)	(6)	(×1.000)	(×10 %)

$26 \cdot 1.000 = 26.000\ \Omega = 26\ k\Omega \pm 10\ \%$

El código de colores puede incluir 4, 5 y hasta 6 anillos de color.

En el caso de 5 anillos, los tres primeros (A, B, C) dan el valor numérico, el cuarto (D) el multiplicador y el quinto (E) la tolerancia (Figura 6.3).

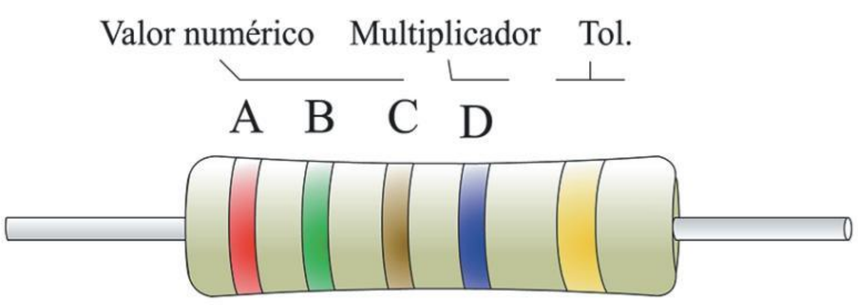


Figura 6.3. Resistencia con 5 anillos de color.

En el caso de las resistencias que se identifican con 6 anillos, el último de estos nos indica el coeficiente de temperatura α.

Actividad resuelta 6.3

Determina el valor óhmico y la tolerancia de una resistencia que aparece con los colores: Amarillo-Azul-Rojo-Naranja-Marrón.

Solución:

Situamos las cifras que van asociadas a los colores en el orden en que aparecen inscritos:

A	B	C	D	Tol.
Amarillo	Azul	Rojo	Naranja	Marrón
(4)	(6)	(2)	(×1.000)	(±1 %)

$462 \cdot 1.000 = 462.000\ \Omega = 462\ k\Omega \pm 1\ \%$

Actividad propuesta 6.1

Resuelve los ejercicios planteados en la Tabla 6.2.

Tabla 6.2.

Ejerc.	Colores				Valores	
	A	B	C	Tol.	R	Tol.
1	Violeta	Rojo	Rojo	Plata	?	?
2	?	?	?	?	250 kΩ	1 %
3	Verde	Azul	Naranja	Rojo	?	?
4	?	?	?	?	100 kΩ	5 %
5	Amarillo	Rojo	Verde	Oro	?	?
6	?	?	?	?	100 Ω	2 %
7	Naranja	Azul	Marrón	Marrón	?	?

6.3.1. Identificación de resistencias para montaje superficial (SMD)

La tendencia a reducir cada vez más el tamaño de los circuitos electrónicos, ha llevado a la industria a producir resistencias de pequeño tamaño conocidas por el nombre de SMD o para montaje superficial. La característica principal de estos componentes es que se conectan directamente a la superficie del circuito impreso a través de soldadura sin necesidad de realizar taladros en la placa. Los componentes SMD hacen posible un alto grado de automatización en la construcción de circuitos.

© Ediciones Paraninfo

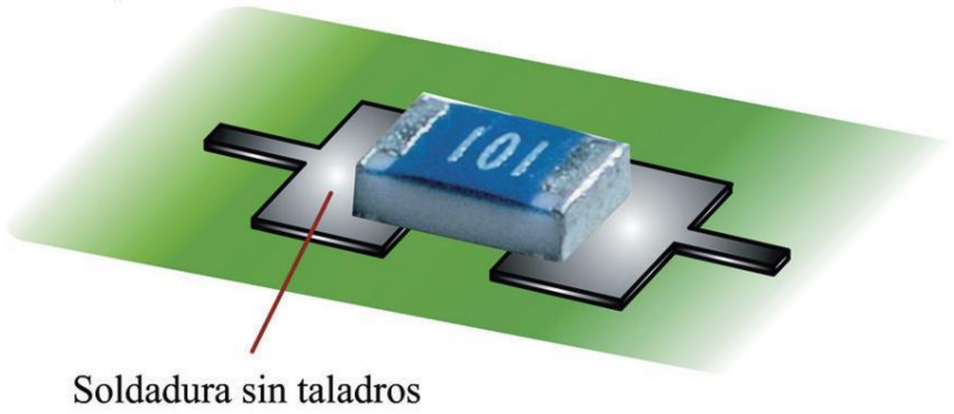


Figura 6.4. Montaje de resistencia SMD.

El tamaño de estas resistencias puede llegar a ser menor que 1 mm, por lo que no queda suficiente espacio para imprimir las bandas de colores, por lo que para su identificación se utiliza un código alfanumérico de tres o cuatro dígitos (Figura 6.5).

Figura 6.5. Marcado alfanumérico de resistencias SMD.

En la Tabla 6.3 se muestran varios ejemplos para códigos de tres dígitos.

Para tolerancias más bajas, como por ejemplo el 1 %, se utilizan códigos con 4 dígitos, en los que las tres primeras cifras indican los tres primeros dígitos del valor, y el cuarto dígito indica el multiplicador.

Así, por ejemplo, si en una resistencia SMD apareciese la leyenda: 1783, el valor de la resistencia sería de $178 \cdot 10^3\ \Omega = 178\ k\Omega$.

Tabla 6.3. Ejemplos de resistencias SMD con tres dígitos

152	1.ª Cifra = 1.er número 2.ª Cifra = 2.º número 3.ª Cifra = Multiplicador	En este ejemplo la resistencia tiene un valor de 1.500 Ω = 1,5 kΩ
1R8	1.ª Cifra = 1.er número La «R» indica la coma decimal 3.ª Cifra = 2.º número	En este ejemplo la resistencia tiene un valor de 1,8 Ω
R33	La «R» indica «0» 2.ª Cifra = 2.º número 3.ª Cifra = 3.er número	En este ejemplo la resistencia tiene un valor de 0,33 Ω

6.3.2. Series de resistencias normalizadas

¿Se puede encontrar en el mercado un valor cualquiera de resistencia, como por ejemplo una resistencia de valor 14.487 Ω? La respuesta es no. Los valores de resistencia que se fabrican son limitados y vienen fijados por una norma, consiguiendo así reducir los costes de producción.

Además, si por ejemplo, tenemos una resistencia de 10 k Ω con un 5 % de tolerancia, su valor podría estar comprendido entre 9,5 kΩ y 10,5 kΩ. ¿Qué sentido tendría fabricar, por ejemplo, resistencias de 9,3 kΩ al 5 %, si con la de 10 ya se cubre ese rango de resistencia. Así que para evitar el solapamiento de valores, se fabrican resistencias con series numéricas que contengan a todos los posibles valores de resistencias.

Cada una de las series normalizadas se corresponde con un valor de tolerancia diferente, de tal forma que cuanto menor sea la tolerancia mayor será el número de valores de la serie.

En la Tabla 6.4 se indican las series normalizadas y los valores que aparecen se corresponden con los múltiplos de los valores a formar.

Tabla 6.4. Series normalizadas de resistencias

E6	1,0		1,5		2,2		3,3		4,7		6,8	
E12	1,0	1,2	1,5	1,8	2,2	2,7	3,3	3,9	4,7	5,6	6,8	8,2
E24	1,0	1,1	1,2	1,3	1,5	1,6	1,8	2,0	2,2	2,4	2,7	3,0	3,3	3,6	3,9	4,3	4,7	5,1	5,6	6,2	6,8	7,5	8,2	9,1
E48	1,0	1,05	1,10	1,15	1,21	1,27	1,33	1,40	1,47	1,54	1,62	1,69
	1,78	1,87	1,96	2,05	2,15	2,26	2,37	2,49	2,61	2,74	2,87	3,01
	3,16	3,32	3,48	3,65	3,83	4,02	4,22	4,42	4,64	4,87	5,11	5,36
	5,62	5,90	6,19	6,49	6,81	7,15	7,50	7,87	8,25	8,66	9,09	9,53
Tolerancias de las series : E6 20 % - E12 10 % - E24 5 % - E48 2 %												
Valores de las resistencias en Ω, kΩ, MΩ												

© Ediciones Paraninfo

Actividad resuelta 6.4

Comprueba si se pueden encontrar en el mercado los siguientes valores de resistencias:

a) 15 kΩ ± 5 %. b) 165 Ω ± 5 %. c) 1.690 Ω ± 2 %.

Solución:

a) Esta resistencia pertenece a la serie normalizada E24 5 %. Consultando en la Tabla 6.4, encontramos el valor «1,5», por lo que sí podemos obtener nuestro valor: $1{,}5 \cdot 10^4 = 15.000\ \Omega$.

b) Al consultar la tabla para la serie E24, comprobamos que no aparece el valor «165», por lo que esta resistencia no se fabrica para esta tolerancia.

c) Al consultar la tabla para la serie E48 2 %, comprobamos que aparece el valor «1,69», por lo que sí podemos obtener nuestro valor: $1{,}69 \cdot 10^3 = 1.690\ \Omega$.

6.4. Potencia de disipación de una resistencia

La misión de una resistencia en un circuito electrónico no es precisamente la de calentarse, pero resulta inevitable que se produzca este fenómeno. Este calentamiento dependerá de la mayor o menor potencia a que esta resistencia trabaje. Dicha potencia, a su vez, dependerá de los valores de tensión e intensidad a que esté sometida.

Cuanto mayor sea la potencia a la que deba trabajar una resistencia, mayor será el calentamiento, por lo que se corre el riesgo de que se queme, si no se diseña de forma adecuada.

Lógicamente, cuanto mayor sea el tamaño de la resistencia, mejor podrá evacuar o disipar el calor que produce. Es por esta razón que se fabrican resistencias de varios tamaños. De tal forma que las resistencias aumentan de tamaño de acuerdo con la potencia a disipar.

En el mercado existen resistencias que van desde 1/8 de vatio (0,125 W) hasta más de 100 W (Figura 6.6).

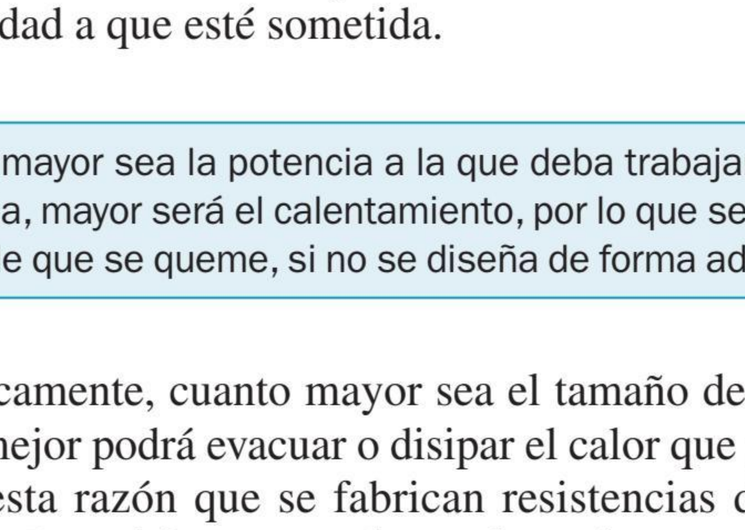


Figura 6.6. Tamaño de las resistencias en función de su potencia.

6.5. Clasificación de las resistencias

Existen en el mercado varios tipos de resistencias confeccionadas con diferentes procesos de fabricación. Esta amplia gama permite la elección del tipo más idóneo para cada aplicación específica.

En la Tabla 6.5 se muestra una clasificación de los diferentes tipos de resistencias.

Tabla 6.5. Clasificación de las resistencias

Fijas	Variables	Resistencias dependientes
• Aglomeradas • De película de carbón • De película metálica • Bobinadas	• Potenciómetros de capa de carbón • Potenciómetros bobinados • Potenciómetros multivuelta • Potenciómetros miniatura	• NTC • PTC • LDR • VDR • MDR • Bandas extensiométricas

6.6. Resistencias fijas

Como su nombre indica, poseen un valor de resistencia fijo.

Resistencias aglomeradas: están constituidas por una mezcla de grafito (o carbón), y un material aislante (resina, talco, etc.), en las proporciones adecuadas para obtener una determinada gama de valores.

En los extremos del cilindro se colocan unos casquillos a presión donde van soldados los hilos. Por último, se recubre el conjunto por una resina o se plastifica y se pintan los colores que indicarán el valor de la resistencia.

El inconveniente que presentan es que su valor cambia en exceso con la temperatura, por lo que son poco empleadas.

Resistencias de película de carbón: son las más usadas para pequeñas potencias. Consisten en un cilindro aislado en el que se deposita una delgada película de carbón con dos casquillos metálicos en los extremos (Figura 6.7).

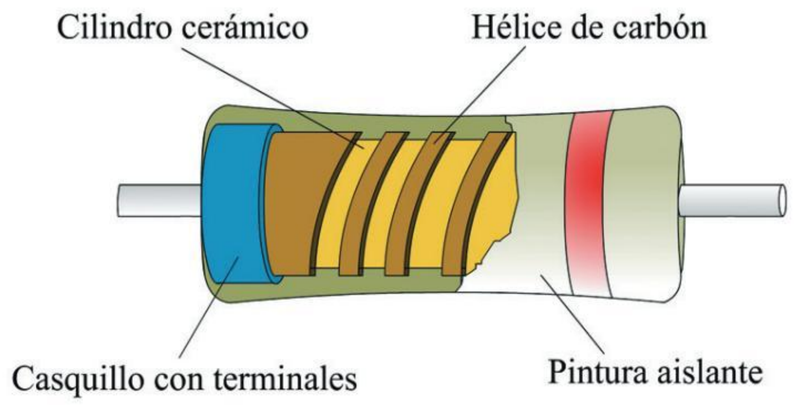


Figura 6.7. Resistencia de película de carbón.

© Ediciones Paraninfo

Para obtener el valor óhmico de la resistencia, se practican unos surcos en espiral a lo largo de la película de carbón. Con un control preciso del paso de la espiral, se fabrican resistencias de muchos valores y de buena precisión.

Sobre este conjunto se deposita la capa de esmalte y se pintan los anillos de colores.

Resistencias de película metálica: estas resistencias son básicamente iguales que las anteriores, con la diferencia de que utilizan una película de una aleación metálica que las hace muy estables con la temperatura. Con ellas se consiguen unas tolerancias muy bajas.

Resistencias bobinadas: están fabricadas a base de bobinar hilo resistivo (generalmente una aleación de Ni-Cr-Al) sobre un cilindro aislante hasta obtener el valor óhmico deseado. Se utilizan para grandes potencias, por lo que el recubrimiento exterior es de porcelana o esteatita. La tolerancia habitual es del 10 % y son capaces de disipar potencias por encima de los 100 vatios (Figura 6.8).

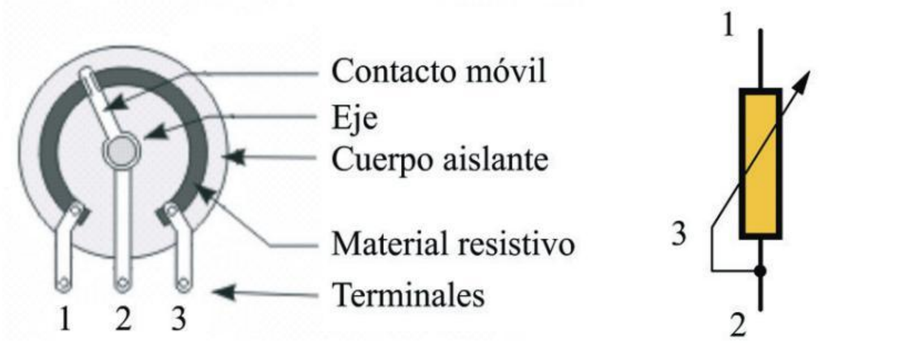
Figura 6.8. Resistencias bobinadas.

6.7. Resistencias variables

Son resistencias a las que se les puede modificar su valor óhmico desde cero hasta su valor nominal.

Estas resistencias, también llamadas potenciómetros, se utilizan para ajustar las magnitudes eléctricas de los circuitos, o bien como control externo de aparatos electrónicos de uso general, tales como control de volumen, luminosidad de una pantalla de televisión, etcétera.

La estructura de estas resistencias consiste en una resistencia fija (que puede ser de película de carbón o bobinada) construida sobre un soporte circular por el cual se desplaza un contacto móvil o cursor (Figura 6.9). Este contacto está unido a un tercer terminal de conexión. De esta forma, puede obtenerse el valor óhmico que se desee entre cualquiera de los extremos del potenciómetro y el punto móvil.



Potenciómetro de carbón | Potenciómetro bobinado | Resistencia ajustable

Figura 6.9. Resistencias variables.

6.8. Resistencias dependientes

Existen algunas aplicaciones prácticas en las que es de gran utilidad el disponer de componentes cuya resistencia óhmica se modifique bajo la acción de una variable física, como la temperatura, la luz, la tensión, la presión, la tracción mecánica, etcétera.

6.8.1. Resistencias dependientes de la temperatura

Por lo general, las resistencias fabricadas con materiales metálicos modifican su valor óhmico con la temperatura. En la mayoría de los metales, el coeficiente de temperatura es positivo, lo que significa que la resistencia tiende a aumentar un poco con la temperatura. Pues bien, se pueden fabricar resistencias a base de óxidos semiconductores que exageren esta dependencia del valor óhmico con la temperatura. De esta forma, se pueden construir resistencias con coeficiente de temperatura negativo (NTC) y resistencias con coeficiente de temperatura positivo (PTC).

Este tipo de resistencias será de gran utilidad para aplicaciones en las que sea necesario el control, la compensación, la regulación y la medida de la temperatura.

Actividad experimental 6.1

Consigue una resistencia NTC y, mediante el óhmetro, mide su valor óhmico a temperatura ambiente. A continuación, y sin desconectar el aparato de medida, acerca paulatinamente a la superficie de la NTC una lámpara incandescente encendida, para conseguir así aumentar su temperatura (Figura 6.10). Comprueba cómo el valor óhmico de la resistencia se hace más pequeño con los aumentos de la temperatura.

© Ediciones Paraninfo

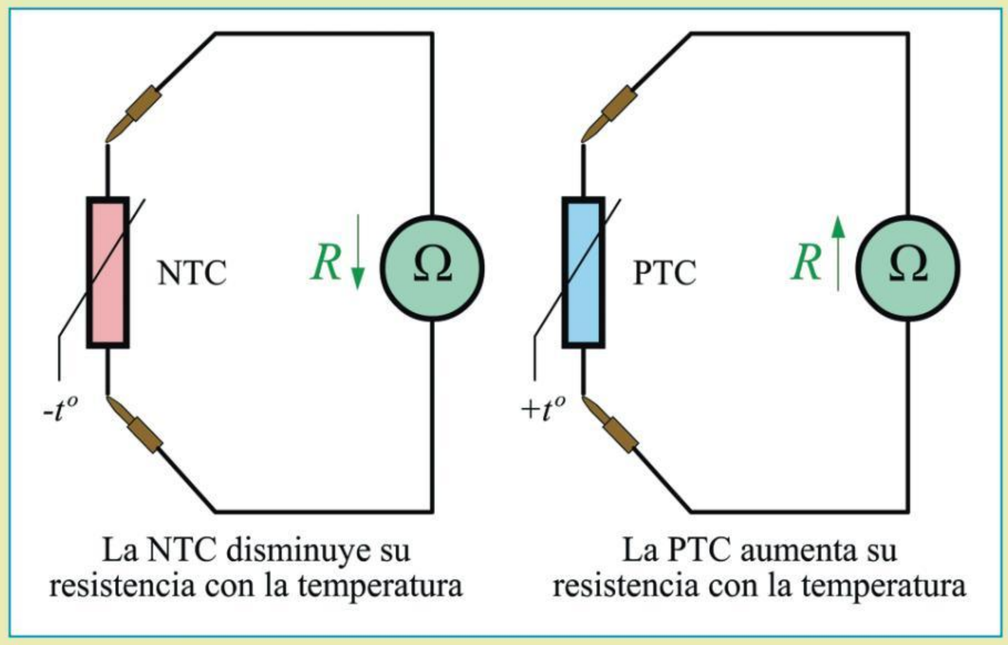


Figura 6.10.

Repite la misma experiencia con una resistencia PTC.

Como sus siglas nos indican (*NTC*, ***N**egative **T**emperature **C**oefficient*), las **NTC** (Figura 6.11) son resistencias que poseen un coeficiente de temperatura negativo, lo que significa que su valor óhmico disminuye rápidamente cuando aumenta la temperatura.

Figura 6.11. Resistencias NTC.

El valor nominal de la resistencia de estos componentes se especifica habitualmente para una temperatura de 25 °C. En la Figura 6.12, se puede apreciar la dependencia del valor óhmico de una NTC y de una PTC en función de la temperatura.

La sensibilidad de las resistencias NTC es bastante más elevada que la de los termómetros y termopares convencionales. Se pueden fabricar resistencias NTC que modifiquen su valor óhmico en varios miles de ohmios por cada grado centígrado de temperatura, por lo que son ideales para la construcción de termómetros de precisión en los que sea importante la medición de pequeñas variaciones de temperatura.

Las aplicaciones prácticas que se hacen de las resistencias NTC son, por ejemplo, la construcción de termómetros de resistencia, la compensación térmica de instrumentos de medida, las alarmas, la construcción de sistemas de regulación y control, etcétera.

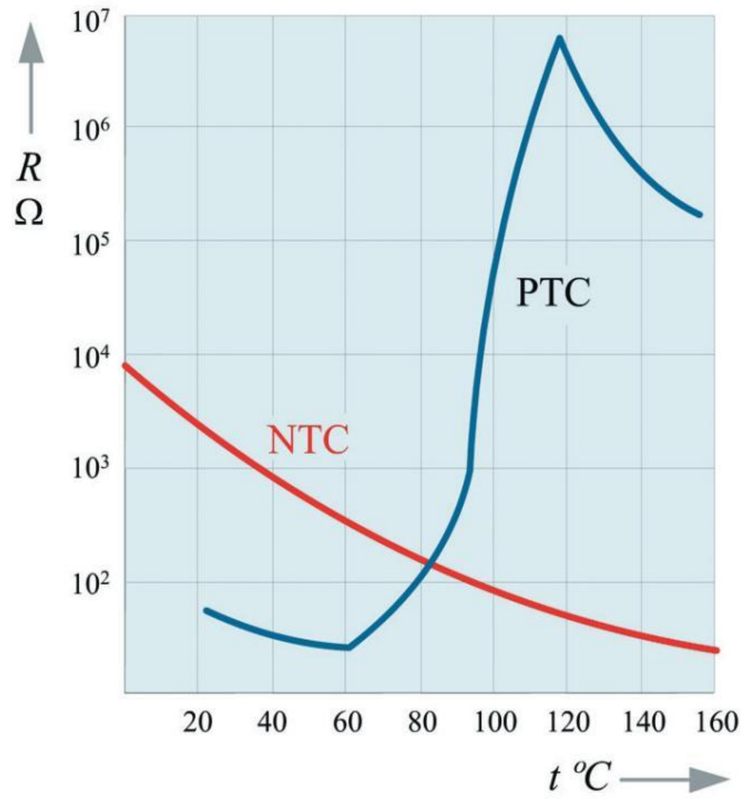


Figura 6.12. Característica de una NTC y de una PTC.

Al contrario que las NTC, las **PTC** son resistencias que poseen un coeficiente de temperatura positivo (*PTC*, ***P**ositive **T**emperature **C**oefficient*). Estas resistencias aumentan rápidamente su valor óhmico al aumentar la temperatura.

Las aplicaciones prácticas de las resistencias PTC son similares a las de las NTC.

6.8.2. Resistencias dependientes de la luz (LDR)

Las resistencias LDR (***L**ight **D**ependent **R**esistor*) (Figura 6.13) son componentes que modifican su resistencia eléctrica de acuerdo con la intensidad luminosa que incide sobre su superficie. Esta interesante propiedad es de gran utilidad para la fabricación de dispositivos de control, regulación y medida, que estén relacionados con la luz, como son: regulación automática del contraste y brillo de los televisores en función de la intensidad de la luz de la estancia, medida de la intensidad luminosa para cámaras fotográficas (fotómetros), conexión y desconexión de la iluminación urbana según la intensidad de la luz solar, detectores para alarmas, etcétera.

Figura 6.13. LDR.

Actividad experimental 6.2

Consigue una resistencia LDR y, mediante el óhmetro, mide su valor óhmico, procurando que no llegue nada

© Ediciones Paraninfo

de luz. A continuación, y sin desconectar el aparato de medida, somete a la LDR a intensidades de luz creciente (Figura 6.14). Comprueba cómo el valor óhmico de la resistencia cambia con las diferentes iluminaciones.

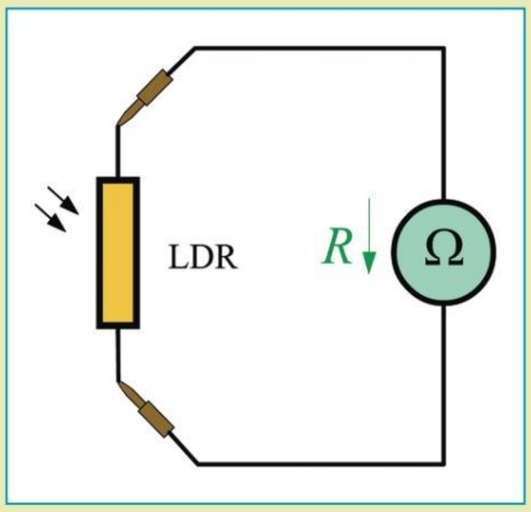


Figura 6.14. La LDR disminuye su resistencia con la intensidad de la luz.

En conclusión, una resistencia LDR posee una resistencia muy elevada en completa oscuridad y su resistencia eléctrica disminuye según se aumenta la intensidad luminosa (lux). En la Figura 6.15, se muestra la curva característica de una LDR.

Figura 6.15. Característica de una LDR.

6.8.3. Resistencias dependientes de la tensión (VDR)

Las resistencias VDR (*Voltage Dependent Resistor*) son componentes que modifican su resistencia eléctrica de acuerdo con la tensión que se aplica entre sus extremos. El valor de la resistencia disminuye al aumentar la tensión aplicada entre los extremos de la VDR, tal como se puede apreciar en la curva característica de la Figura 6.16.

Las resistencias VDR se utilizan para la estabilización de tensiones; pueden evitar las chispas que se producen en los contactos de los elementos de accionamiento cuando estos se abren con cargas inductivas, y con ello, el desgaste irregular que esto produce.

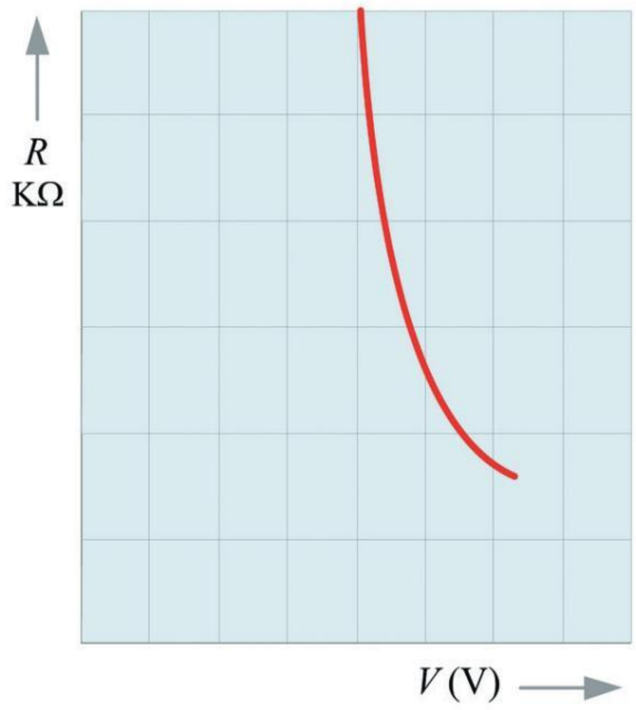


Figura 6.16. Característica de una VDR.

En la Figura 6.17, se muestra el circuito correspondiente a la extinción de arcos en contactos mediante una VDR. Cuando se abre el contacto del interruptor, la bobina desarrolla una fuerza electromotriz elevada debido al fuerte coeficiente de autoinducción que esta posee; esta elevada tensión provoca un arco entre los contactos que, con el tiempo, se acaba deteriorando; la VDR disminuye su valor óhmico drásticamente cuando se produce esta sobretensión, canalizando la energía producida por la bobina a través de la VDR, con lo que se evita así dicho arco.

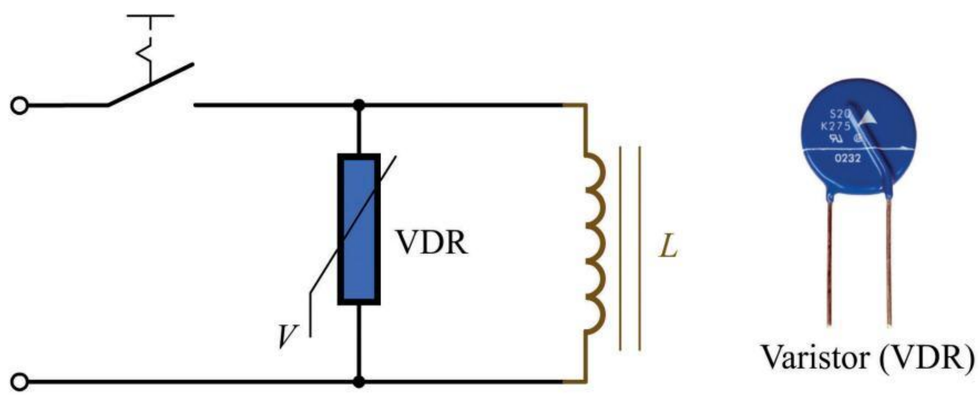


Figura 6.17. Extinción de arcos mediante VDR.

6.8.4. Magnetorresistores (MDR) y galgas extensiométricas

Por último, queda por indicar que las resistencias MDR o *magnetorresistores* son componentes en los que su resistencia depende del valor de la inducción magnética a la que son sometidos. Esto puede tener aplicaciones como: elementos sensibles o detectores de campos magnéticos, detectores de proximidad magnéticos, etc. Así, por ejemplo, la cabeza lectora del disco duro de un ordenador personal está compuesta por un conjunto de elementos con propiedades magnetorresistivas, de tal forma que su resistencia eléctrica depende del campo magnético que las atraviese. Dado que las unidades de información (bits) se almacenan en el disco duro como si de un pequeño imán se tratase, al pasar la cabeza lectora magnetorresistiva por encima de un bit, esta varía su resistencia y puede enviar la información leída al procesador (Figura 6.18).

© Ediciones Paraninfo

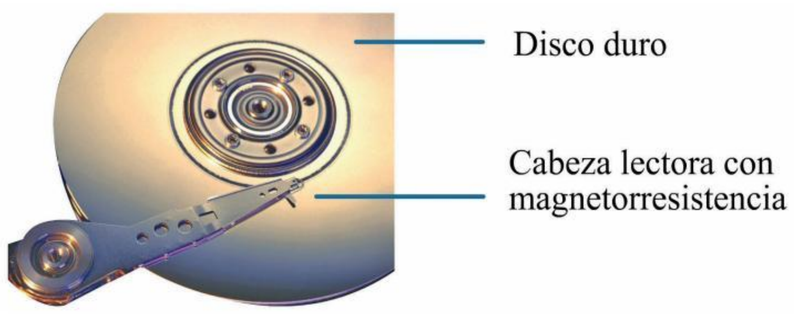


Figura 6.18. Disco duro para PC con magnetorresistencia.

Una **galga extensiométrica** posee la propiedad de cambiar el valor nominal de su resistencia eléctrica cuando se la somete a un esfuerzo mecánico que causa su deformación. Se utiliza fundamentalmente como sensor para medir deformaciones, presiones, fuerzas, carga, etcétera.

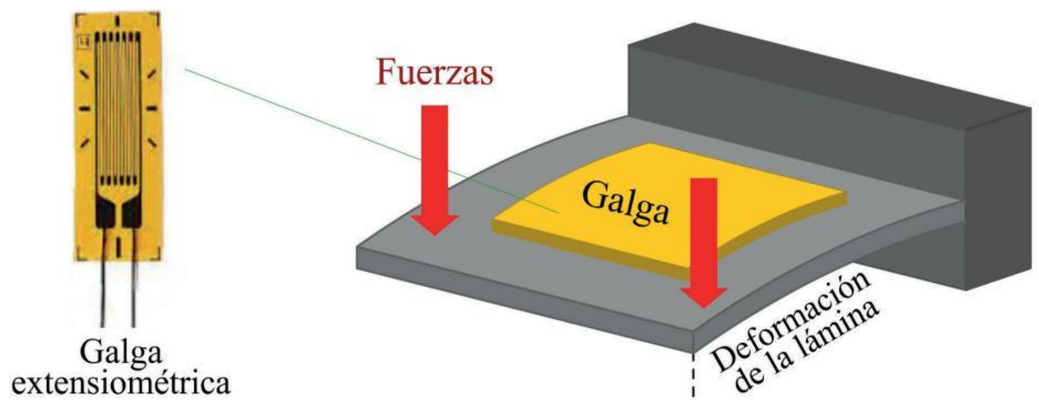


Figura 6.19. Medida de peso con galga.

En la Figura 6.19 se muestra una de sus típicas aplicaciones para medir el peso en una báscula. La galga se adhiere a una lámina metálica flexible. La fuerza a medir produce la deformación, tanto de la lámina como de la galga. Al estirarse la galga se produce una variación de su valor óhmico que sirve para medir la fuerza ejercida y el peso.

6.9. Condensadores

El condensador es un dispositivo muy utilizado en electricidad, sobre todo en aplicaciones de circuitos electrónicos. Pero, ¿qué función cumple el condensador en un circuito? Se puede decir que un condensador es un elemento capaz de almacenar pequeñas cantidades de energía eléctrica para devolverla cuando sea necesaria.

Las aplicaciones de los condensadores son muy amplias. A continuación, se indican algunas de ellas:

- Aprovechando el tiempo que tardan en cargarse se pueden construir circuitos de acción retardada (temporizadores electrónicos, etc.).
- Como ya estudiaremos más adelante, se utilizan como filtros en los rectificadores (dispositivos que convierten la C.A. en C.C.). Con ellos se consigue que la tensión obtenida sea más continua.
- Realización de los circuitos llamados oscilantes y del fenómeno de resonancia. Sintonía en radiodifusión.
- Supresión de parásitos en radiodifusión (ruidos que producen los motores de explosión de los automóviles).
- Corrección del factor de potencia en los sistemas de corriente alterna.

6.9.1. Funcionamiento de un condensador

Si conectamos un condensador electrolítico de alta capacidad, como por ejemplo 4.700 µF (microfaradios), a una pila de 9 V, este se cargará de electricidad, casi de forma inmediata. Esto lo podremos comprobar al conectar un voltímetro entre los extremos del condensador cargado, que nos indicará que se ha cargado con la misma tensión de la pila (9 V). Si ahora conectásemos un diodo LED a los terminales del condensador cargado, se podría observar que el diodo se ilumina durante el pequeño tiempo que dure la descarga de dicho condensador (Figura 6.20).

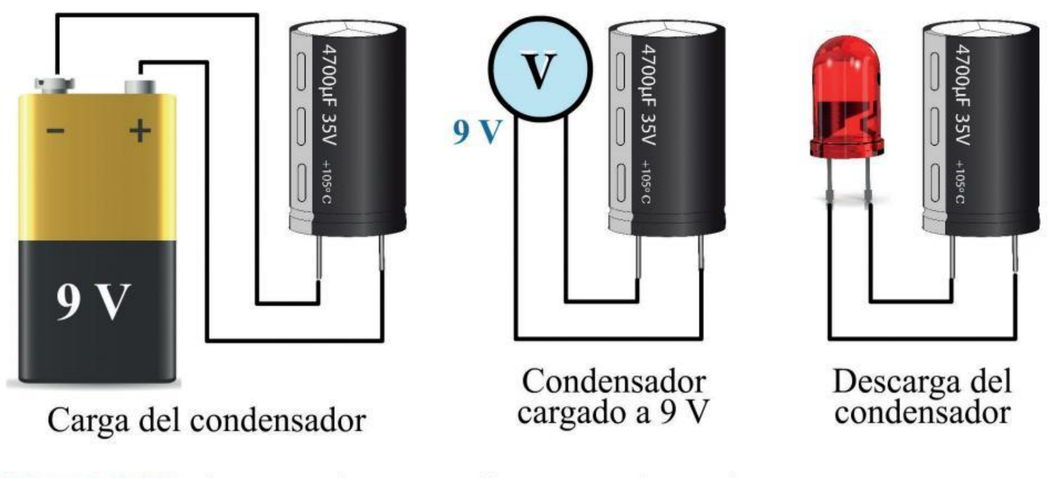


Figura 6.20. Carga y descarga de un condensador.

Así, podríamos decir que un condensador es un componente que es capaz de almacenar una pequeña carga eléctrica, que posteriormente puede devolver. Además, es importante observar que la tensión a la que se carga el condensador siempre coincide con la fuente de tensión a la que se haya conectado. Así, por ejemplo, si una vez cargado el condensador de la Figura 6.20, se le conectase a una batería de 24 V, este aumentaría su carga hasta alcanzar esa misma tensión.

Para construir un condensador basta con montar dos placas metálicas conductoras separadas por un material aislante, denominado dieléctrico, como aire, papel, cerámica, mica, plástico, etc. (Figura 6.21).

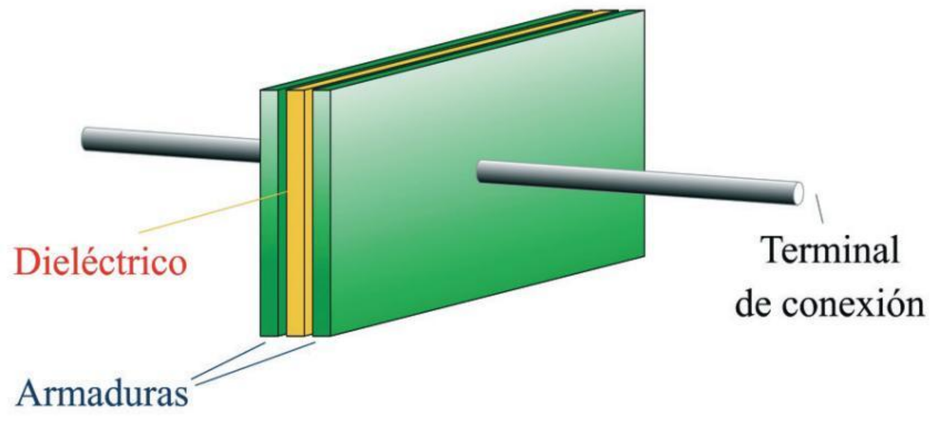


Figura 6.21. Constitución de un condensador.

© Ediciones Paraninfo

Normalmente, este dieléctrico se dispone en forma de lámina muy fina para conseguir que las placas metálicas, denominadas armaduras, se encuentren lo más próximas unas de otras.

El condensador se carga de electricidad, según los siguientes fundamentos. Si conectamos las armaduras de un condensador como se indica en el circuito de la Figura 6.22, los electrones en exceso del polo negativo de la pila se dirigirán a la armadura A, cargándola negativamente. A su vez, en la parte interna de la armadura B se producirá una acumulación de cargas positivas por inducción electrostática (recuerda que las placas están muy próximas y, que por tanto, existe una gran atracción entre las cargas eléctricas de ambas armaduras debido a la acción del campo eléctrico). Por otro lado, la carga negativa acumulada en la parte externa de la armadura B es atraída por el polo positivo de la pila, lo que completa la carga del condensador. Una vez que esto suceda, ya no habrá más movimiento de electrones, a no ser que se aumente la tensión de la pila.

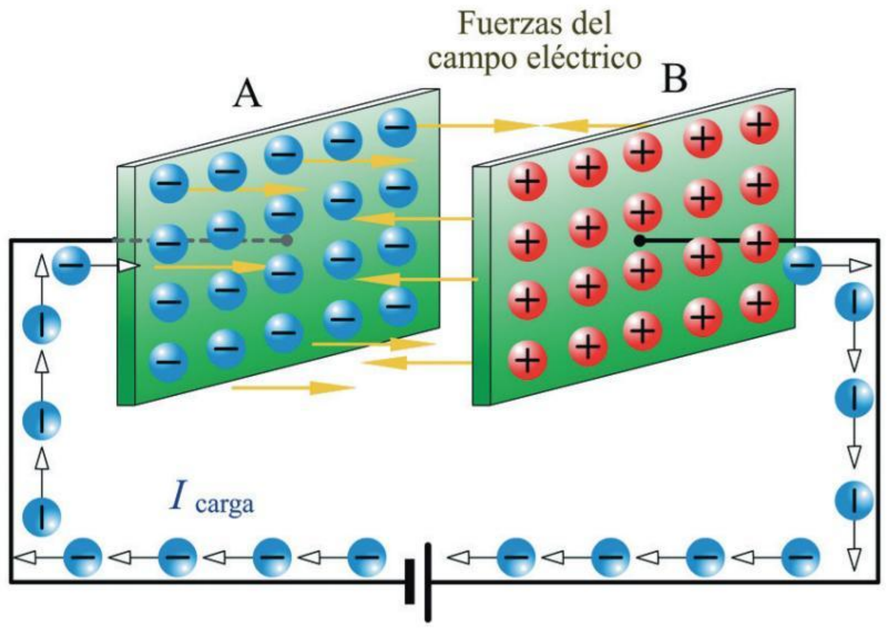


Figura 6.22. Carga de un condensador.

Una vez cargado el condensador, si se le desconecta de la fuente de energía eléctrica, la acumulación de cargas se mantiene gracias a que sigue existiendo la fuerza de atracción entre las armaduras cargadas debido a la diferencia de cargas (Figura 6.23).

Figura 6.23. Condensador cargado.

6.9.2. Capacidad de un condensador

Se denomina capacidad de un condensador a la propiedad que este posee de almacenar mayor o menor cantidad de electricidad.

La cantidad de cargas que puede almacenar un condensador depende, fundamentalmente, de la tensión aplicada entre sus armaduras y de sus características constructivas.

Si llamamos Q a la cantidad de carga almacenada por el condensador, C a la capacidad del condensador y V a la tensión entre las armaduras, resulta que:

$$Q = C \cdot V$$

Q = Culombios

C = Faradios

V = Voltios

La unidad de capacidad es el faradio (F). Se puede decir que un condensador posee la capacidad de un faradio cuando almacena una carga de un culombio al aplicar una tensión de un voltio entre sus placas.

El faradio es una unidad muy grande, por lo que se utilizan submúltiplos, correspondientes a su millonésima parte, milmillonésima parte y billonésima parte, que reciben los nombres de:

Microfaradio (µF)

$$1\ \mu F = \frac{1}{1.000.000} = 0{,}000001 = 10^{-6}$$

Nanofaradio (nF)

$$1\ nF = \frac{1}{1.000.000.000} = 0{,}000000001 = 10^{-9}$$

Picofaradio (pF)

$$1\ pF = \frac{1}{1.000.000.000.000} = 0{,}000000000001 = 10^{-12}$$

6.9.3. Especificaciones técnicas de los condensadores

Los condensadores, al igual que cualquier otro componente electrónico, vienen definidos por una serie de características. Estas siempre se pueden encontrar en las hojas de especificaciones que nos facilita el fabricante:

- **Capacidad nominal:** El valor de la capacidad de un condensador puede cambiar con la frecuencia de trabajo (Hz) y con la temperatura ambiente, por lo que los fabricantes facilitan la capacidad junto con estos últimos parámetros.
- **Tensión de perforación del dieléctrico o tensión pico (V_p):** ¿Recuerdas cómo el globo descrito anteriormente estallaba en pedazos al aumentar la pre-

© Ediciones Paraninfo

sión? De igual forma, si un condensador es sometido a una tensión excesiva, el dieléctrico no podrá soportarlo y se perforará. Téngase en cuenta que las armaduras están muy próximas y un aumento de la tensión produce, a su vez, un aumento de atracción entre las cargas de ambas armaduras.

De aquí surge el concepto de tensión de perforación, que se define como la tensión máxima que es capaz de soportar un condensador sin que se destruya su dieléctrico.

- **Tensión de trabajo o nominal (V_n):** Por supuesto, no es recomendable que la tensión a la que trabaja un condensador sea mayor que la de perforación. De aquí nace el concepto de **tensión de trabajo,** que se define como la tensión a la que puede funcionar un condensador de forma permanente sin sufrir daños. Esta tensión es la que se encuentra indicada en la superficie de los condensadores (Figura 6.24).

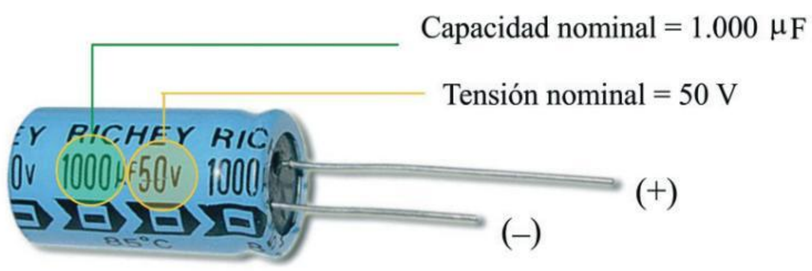


Figura 6.24. Características de un condensador electrolítico.

La tensión de trabajo de un condensador tiene una gran incidencia en las dimensiones de estos. Cuanta más tensión de trabajo posea el condensador, mayor tiene que ser el espesor del dieléctrico, lo que hace que haya que aumentar, en estos casos, la superficie de las placas para conseguir una capacidad considerable. De tal forma que podremos encontrar condensadores de baja tensión y elevada capacidad que presenten un tamaño similar al de otros de elevada tensión y pequeña capacidad.

- **Coeficiente de temperatura (T_C):** Al igual que ocurría con las resistencias, la capacidad de un condensador puede variar con la temperatura. Este coeficiente puede ser positivo o negativo, aunque en la mayoría de los condensadores resulta negativo.

- **Tolerancia (%):** Nos indica en tantos por ciento los valores en los que se encuentra la capacidad indicada por el fabricante. Las tolerancias más comunes son del 5, el 10 y el 20 % para todos los modelos de condensadores.

Por último, vamos a dar unos consejos para conseguir que los condensadores tengan una larga vida, una vez estén conectados al circuito:

- Procurar que no queden expuestos a fuentes de calor (resistencias de mucha potencia, transformadores, etc.).

- Evitar dañar la envolvente del condensador, ya que, de debilitarse su estanqueidad, podría penetrar la humedad ambiente en el dieléctrico. Esto suele producir muchos fallos en los condensadores por perforación del dieléctrico. Dicha estanqueidad puede verse afectada simplemente al realizar una manipulación o soldadura incorrecta durante el montaje en la placa del circuito impreso.

- No someter al condensador a sobretensiones.

- No conviene almacenar los condensadores con carga.

- Para descargarlos, hacerlo siempre a través de una resistencia, evitando las descargas mediante cortocircuitos.

6.10. Tipos de condensadores

Existe una gran variedad de tipos de condensadores en el mercado, de los que conviene conocer sus principales características, con objeto de poder utilizarlos para la aplicación más idónea.

Al igual que las resistencias, existen condensadores variables a los que se les puede modificar su valor capacitivo. Estudiaremos aquí algunos de los condensadores fijos, que son los de más extendida aplicación.

6.10.1. Condensadores de papel impregnado

Se fabrican enrollando dos láminas delgadas de aluminio de unos 0,006 mm de espesor (armaduras), separadas por otras dos de un papel impregnado con cera o aceite (dieléctrico) (Figura 6.25). De esta forma se consigue aumentar la superficie de las armaduras sin aumentar excesivamente el tamaño del condensador. La tensión de trabajo depende del espesor del papel.

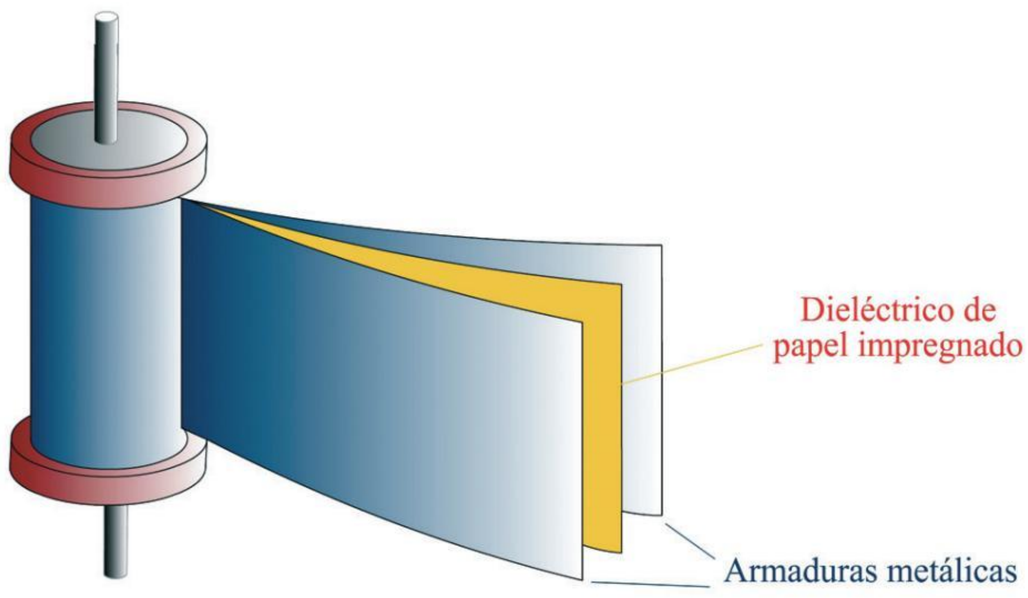


Figura 6.25. Condensador de papel impregnado.

© Ediciones Paraninfo

6.10.2. Condensadores de papel metalizado

En este caso, el papel es metalizado con el fin de evitar que se formen vacíos entre las placas y el dieléctrico. De esta forma se consigue reducir su tamaño. Además, poseen la propiedad de «autorregeneración» del dieléctrico después de sufrir una perforación del mismo.

También se fabrica una versión similar de este condensador utilizando plástico en vez de papel, lo que da como resultado **condensadores de plástico metalizado (condensadores film o MK),** que mejoran las características de los de papel (Figura 6.26).

Figura 6.26. Condensador film (0,27 µF/100 V).

6.10.3. Condcondensadores de plástico

Actualmente son muy utilizados. Estos condensadores utilizan normalmente como dieléctrico el poliéster, policarbonatos, estiroflex, etcétera.

Su utilización tiene la ventaja de conseguir capacidades relativamente altas a tensiones que lleguen hasta 1.000 V y capacidades desde un nanofaradio hasta algunos microfaradios (Figura 6.27).

Figura 6.27. Condensadores de plástico.

6.10.4. Condensadores cerámicos

Estos condensadores utilizan como dieléctrico compuestos cerámicos de una constante dieléctrica muy elevada. Con ellos se consiguen valores desde los pocos picofaradios hasta los 100 nF. Soportan poca tensión (Figura 6.28).

Figura 6.28. Condensadores cerámicos.

6.10.5. Condensadores de mica

Aprovechando la facilidad con la que se pueden fabricar láminas de mineral de mica de pequeño espesor uniforme, se pueden construir condensadores, intercalando láminas de mica como dieléctrico y láminas de estaño o aluminio como placas. Se suelen emplear en circuitos de transmisión y recepción de radio (radiofrecuencia «RF»).

6.10.6. Condensadores electrolíticos de aluminio

Estos condensadores se diferencian bastante del resto por sus características constructivas. Están constituidos por una lámina de aluminio y otra de plomo sumergidas en una solución de cloruro de amonio (electrólito) (Figura 6.29).

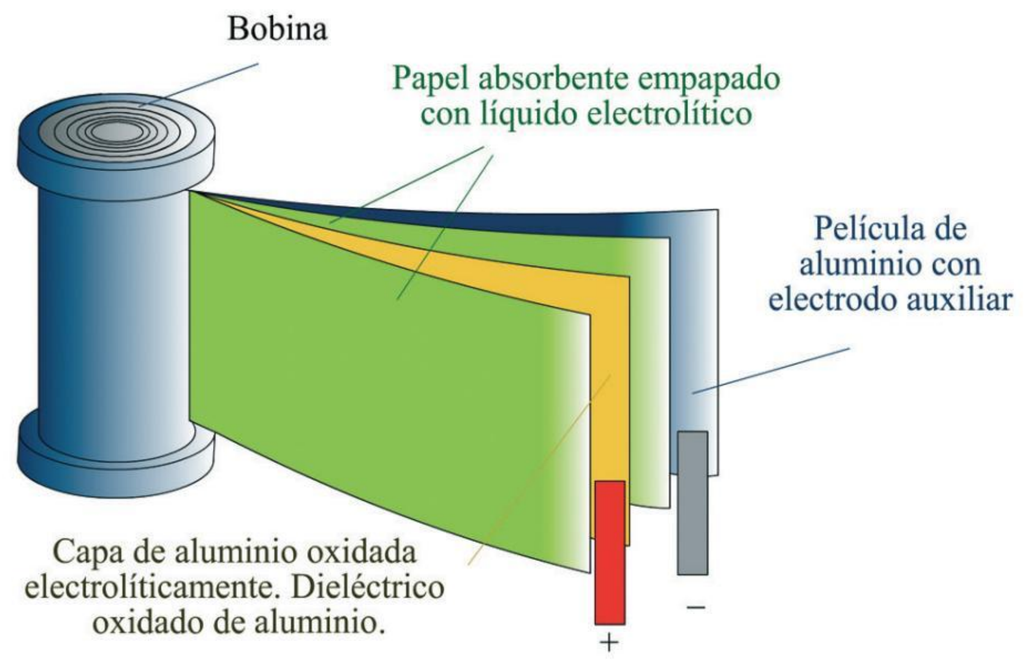


Figura 6.29. Condensador electrolítico seco.

Son condensadores con los que se consiguen capacidades elevadas en un volumen reducido (desde 1 µF hasta decenas de miles de microfaradios). Una de las características que diferencia a los condensadores electrolíticos de los demás es que tienen polaridad, es decir, no pueden invertirse las conexiones indicadas en la superficie del componente, ni por tanto, aplicarse corriente alterna. En caso contrario, el condensador se perfora. En la actualidad, se fabrican **condensadores electrolíticos de tántalo** que reducen el tamaño para la misma capacidad que uno de aluminio. Además, el electrólito suele ser seco (Figura 6.30).

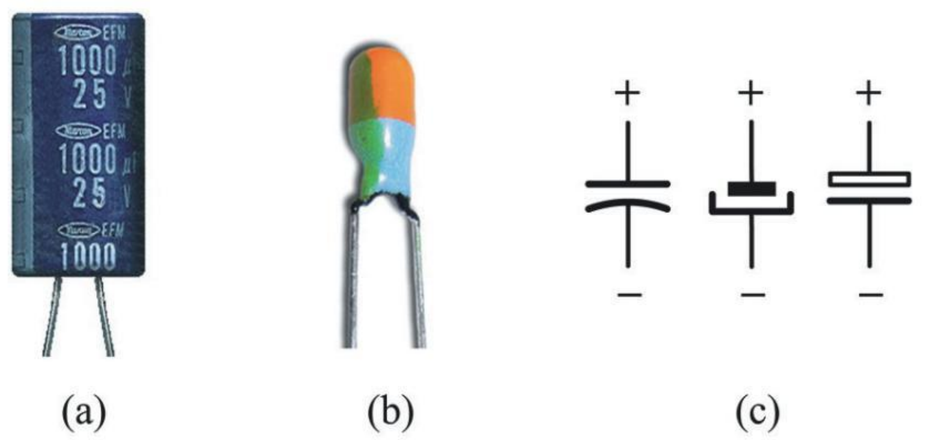
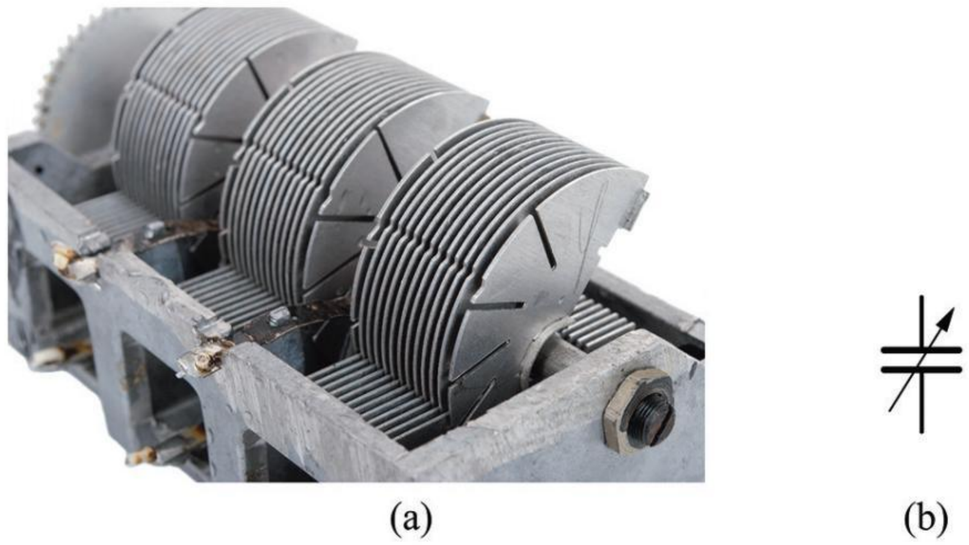


Figura 6.30. Condensadores electrolíticos: (a) de aluminio, (b) de tántalo, (c) símbolos.

© Ediciones Paraninfo

6.10.7. Condensadores variables

Son condensadores que se los puede variar la capacidad. Estos componentes se fabrican con unas armaduras fijas y otras móviles que pueden desplazarse en sentido circular, consiguiendo el efecto de variación de capacidad según estén más o menos enfrentadas las superficies de ambas armaduras (Figura 6.31).

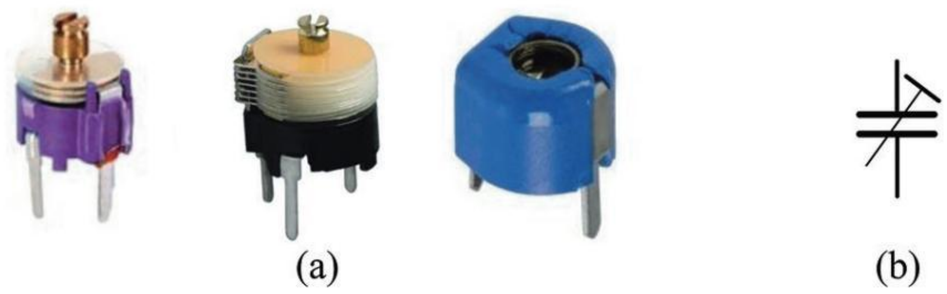


(a) (b)

Figura 6.31. (a) Condensador variable. (b) Símbolo.

Al igual que ocurría con las resistencias, también se fabrican condensadores ajustables o *trimmers*, los cuales vienen provistos de un mecanismo de ajuste de la capacidad a través de un pequeño tornillo (Figura 6.32).

Los condensadores variables y ajustables se utilizan en los receptores de radio y antenas.

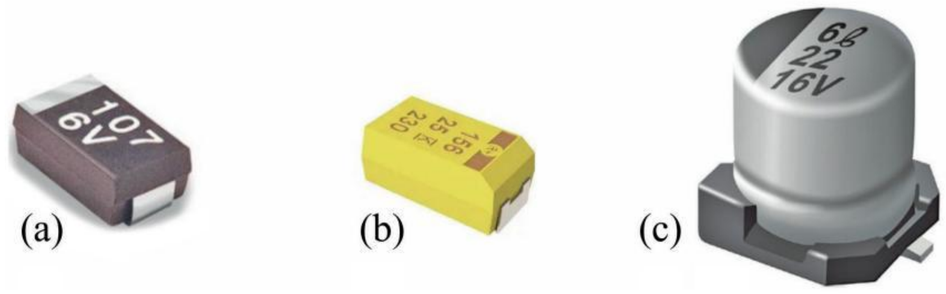


(a) (b)

Figura 6.32. (a) Condensadores ajustables. (b) Símbolo.

6.10.8. Condensadores para montaje superficial (SMD)

Dada la gran necesidad de reducir cada vez más el tamaño de los aparatos electrónicos, cada vez es más común encontrarse con pequeños condensadores de diferentes tipos con la disposición de sus terminales para montaje superficial (SMD) (Figura 6.33).



(a) (b) (c)

Figura 6.33. Condensadores SMD: (a) cerámico, (b) electrolítico de tántalo, (c) electrolítico de aluminio.

6.11. Identificación de los valores de los condensadores

Por lo general, los valores de capacidad y tensión de trabajo aparecen inscritos en la superficie del condensador.

Cuando se trata de valores de capacidad con decimales no se marca la coma, sino que en su lugar se pone la letra *p* (pico) o *n* (nano). Así, por ejemplo, un condensador de 3,9 nF se puede identificar como 3*n*9 y uno de 0,56 pF como *p*56.

En otras ocasiones se marca solo la letra K, que significa 1.000 picofaradios, es decir, 1 nF. Por ejemplo, un condensador de 100 K se identifica como 100 nF.

Otra forma de identificación consiste en utilizar un código de colores similar al de las resistencias, pero incluyendo una banda de color adicional para marcar la tensión de trabajo.

En la Tabla 6.6 se muestran los códigos de colores para condensadores en pF.

Tabla 6.6. Código de colores para condensadores

Color	A-B Cifras significativas	C Multiplicador	D Tolerancia		E Tensión		
			C < 10 pF	C > 10 pF	Poliéster	Styroflex	Tántalo
Negro	0	×1	±1 pF	± 20 %		630 V	10 V
Marrón	1	×10	±0,1 pF	± 1 %			
Rojo	2	×100	±0,25 pF	± 2 %	250 V	160 V	4 V
Naranja	3	×1.000		± 3 %			40 V
Amarillo	4	×10.000			400	63 V	6,3 V
Verde	5	×100.000	±0,5 pF	± 5 %			18 V
Azul	6	×1.000.000			630 V	25 V	
Violeta	7	×10.000.000					
Gris	8	×0,01					25 V
Blanco	9	×0,1	±1 pF	± 10 %			2,5 V

© Ediciones Paraninfo

NOTA

Cuando en un condensador no se utiliza el código de colores, la tolerancia se suele indicar con un código de una letra tal como se indica en la Tabla 6.7.

Tabla 6.7. Valor de la tolerancia

	Letra	A	B	D	F	G	H	J	K	M
Tolerancia	C < 10 pF ± pF	0,1	0,25	0,5	1	2				
	C > 10 pF ± %			5,5	1	2	2,5	5	10	20

Así, por ejemplo, si encontramos un condensador con la indicación 100 J, nos indicará una capacidad de 100 pF y una tolerancia del 5 %.

En la Figura 6.34 incluimos para los diferentes tipos de condensadores el significado de cada banda de color. La banda marcada con la letra F nos indica el coeficiente de temperatura del condensador.

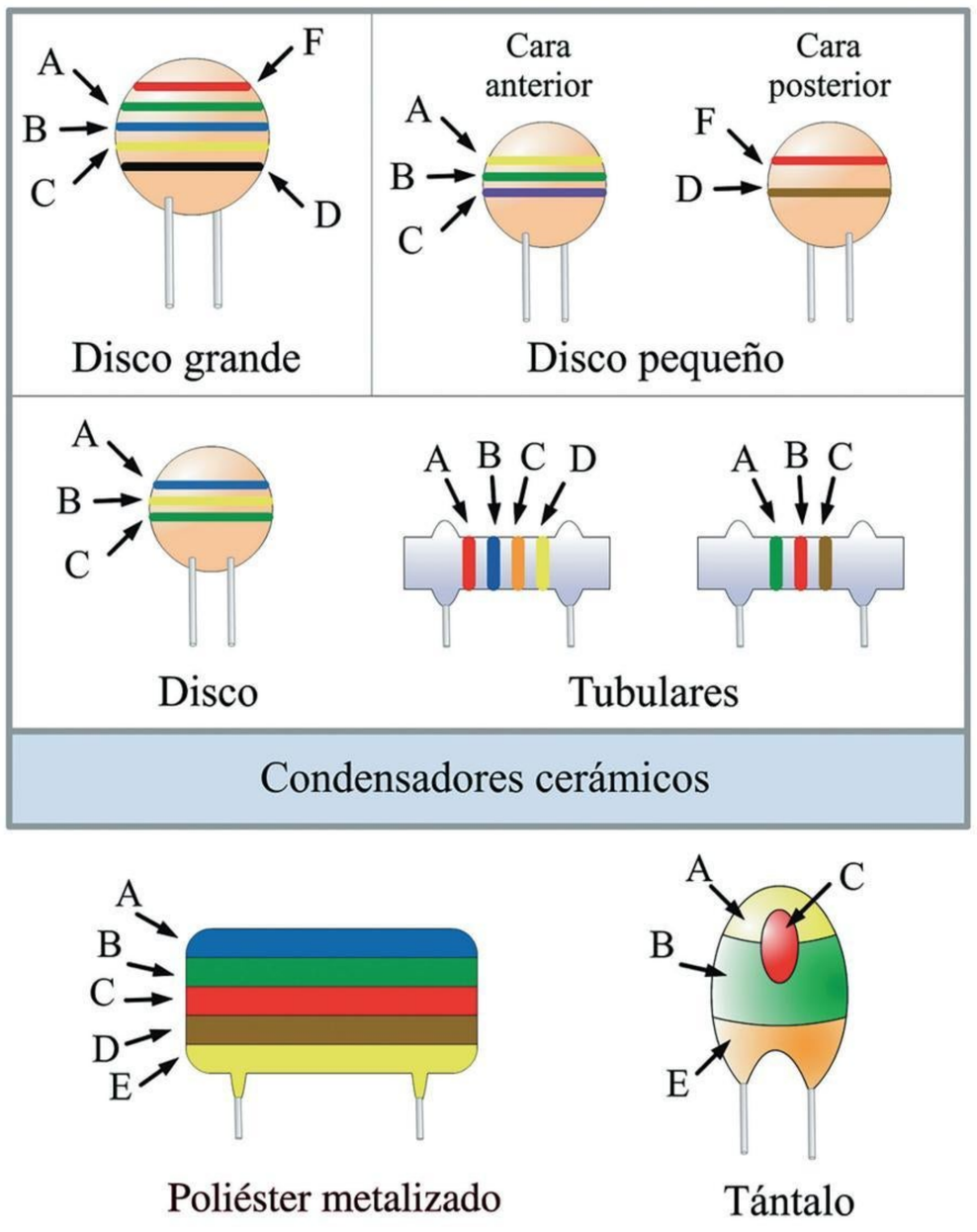


Figura 6.34. Códigos para diferentes tipos de condensadores.

Actividad resuelta 6.5

Determina las características del condensador de poliéster metalizado que aparece en la Figura 6.35.

Figura 6.35.

Solución:

Situamos las cifras que van asociadas a los colores en el orden en que aparecen inscritos:

(A)	(B)	(C)	(D)	(E)
Amarillo -	Azul -	Rojo -	Blanco -	Rojo
(4)	(6)	(×100)	(±10 %)	(250 V)

$46 \cdot 100 = 4.600$ pF = 4,6 nF, ±10 %, 250 V

Actividad resuelta 6.6

¿Cuáles son las características del condensador de tántalo de la Figura 6.36?

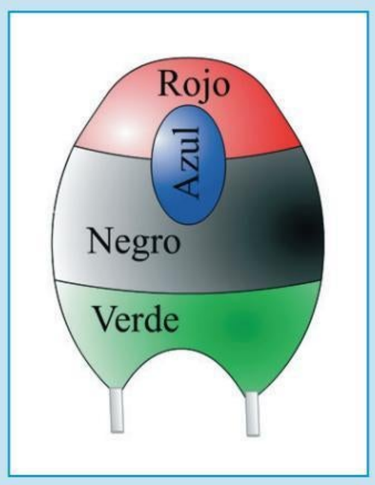


Figura 6.36.

© Ediciones Paraninfo

Solución:

Siguiendo la disposición de las cifras según la Figura 6.36.

(A) (B) (C)

Rojo (2) - Negro (0) - Azul (×1.000.000)

$20 \cdot 1.000.000 = 20.000.000\ pF = 20\ \mu F$

(E)

Tensión nominal = (Verde) = 18 V

Actividad propuesta 6.2

Busca en el MATERIAL WEB el documento con el nombre *«Ejemplos prácticos de identificación de condensadores»*. Aquí podrás encontrar multitud de casos prácticos de identificación de condensadores que te ayudarán a entender mejor esta difícil tarea. Además, también se añade el documento «Código JIS para identificación de condensadores» en el que se explican los códigos utilizados por los fabricantes japoneses.

6.12. Asociación de condensadores en serie

En el caso de que un condensador no disponga de la capacidad o tensión de trabajo adecuada para nuestras necesidades, se pueden acoplar entre sí en serie o paralelo y así conseguir las características deseadas.

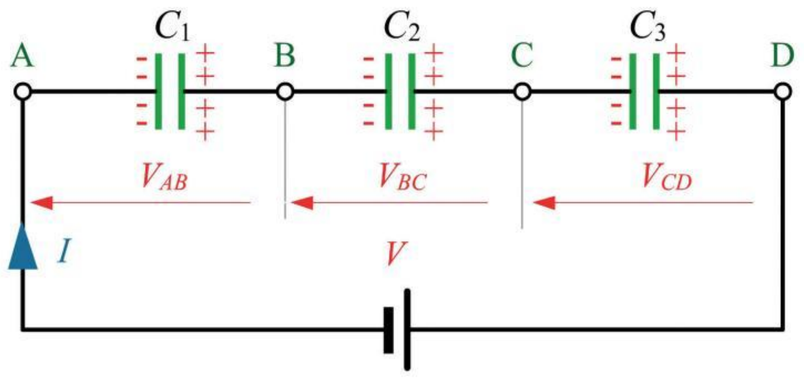


Figura 6.37. Asociación de condensadores en serie.

La tensión aplicada al conjunto se reparte entre los terminales de cada uno de los condensadores (Figura 6.37), de tal forma que se cumple la relación:

$$V = V_{AB} + V_{BC} + V_{CD}$$

Con esta disposición cada uno de los condensadores trabaja a una tensión más baja que la aplicada al conjunto de los mismos. Sin embargo, la capacidad total obtenida es inferior a la de cualquiera de ellos. Se cumple que:

$$C_T = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}}$$

Actividad resuelta 6.7

Se conectan en serie tres condensadores de 4 µF, 8 µF y 12 µF a una fuente de alimentación de 100 V en C.C. Calcula la capacidad conseguida por el conjunto.

Solución:

$$C_T = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}} = \ldots = 2{,}18\ \mu F$$

6.13. Asociación de condensadores en paralelo

En este acoplamiento, la tensión a la que quedan sometidos todos los condensadores es la misma y coincide con la aplicada al conjunto (Figura 6.38).

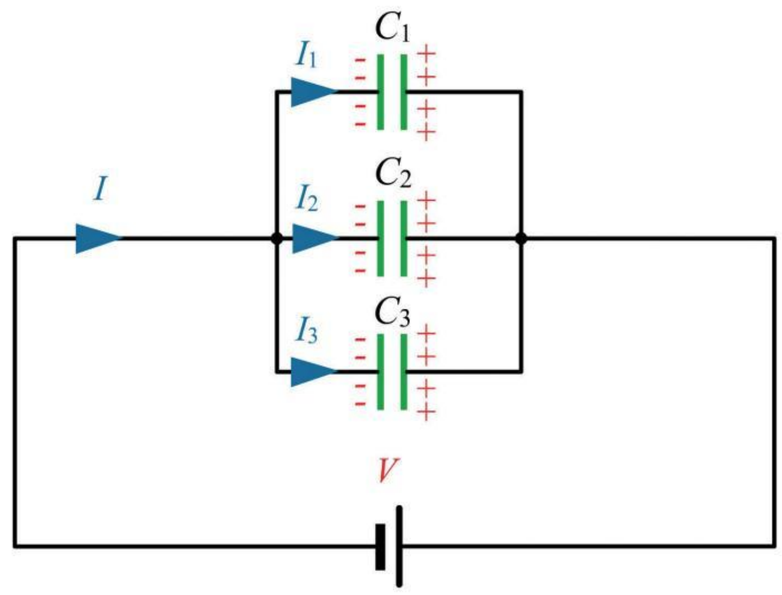


Figura 6.38. Asociación de condensadores en paralelo.

La capacidad aumenta cuando se les conecta en paralelo. Se cumple que:

$$C_T = C_1 + C_2 + C_3$$

Actividad resuelta 6.8

Se acoplan en paralelo tres condensadores de 4 µF, 8 µF y 12 µF a una fuente de alimentación de 100 V en C.C. Averigua la capacidad del conjunto, así como la tensión a la que trabajan los condensadores.

Solución:

La capacidad total conseguida es:

$$C_T = C_1 + C_2 + C_3 = \ldots\ldots = 24\ \mu F$$

La tensión de trabajo de los condensadores es igual para todos: 100 V.

Con este montaje hemos conseguido aumentar la capacidad mientras que la tensión de trabajo permanece invariable.

© Ediciones Paraninfo

Prácticas de laboratorio

6.1. Clasificación de resistencias. Consigue resistencias de todos los tipos (SMD, fijas de carbón y película metálica, bobinadas, potenciómetros, resistencias ajustables, PTC, NTC, LDR, etc.), comprueba sus características y realiza una clasificación de las mismas.

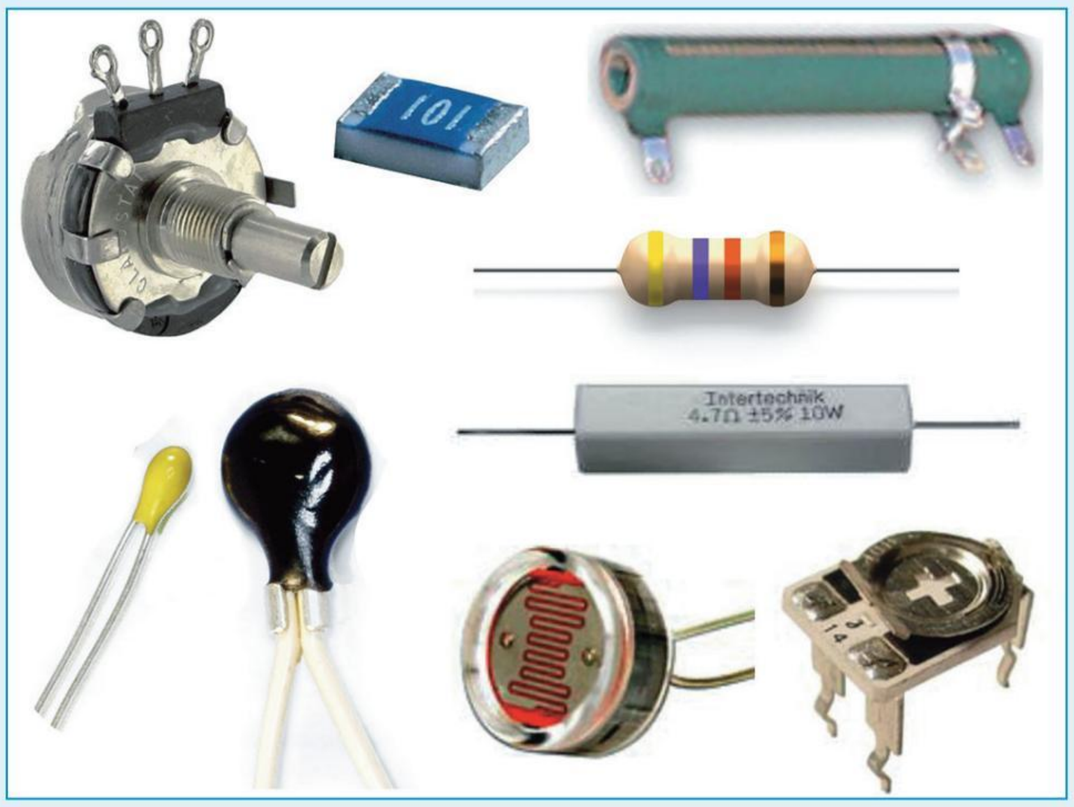


Figura 6.39. Clasificación de resistencias.

6.2. Identificación de resistencias. Consigue en el laboratorio un buen número de resistencias, comprueba su valor óhmico mediante el código de colores y contrasta los resultados midiendo la resistencia mediante el polímetro.

Figura 6.40. Medida de resistencias.

6.3. Identificación y medida de condensadores. Consigue diferentes tipos de condensadores e identifica sus características más relevantes. Para ello tendrás que utilizar el código de colores o el código alfanumérico según sea el caso.

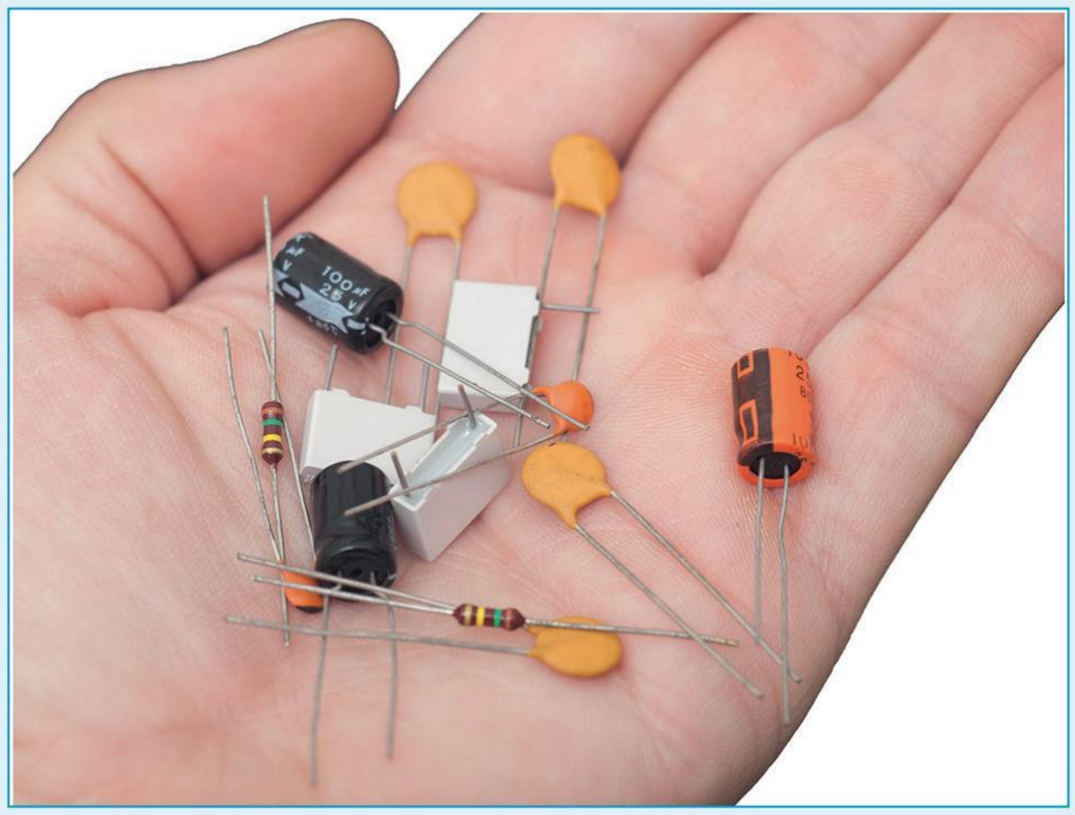


Figura 6.41. Identificación de condensadores.

Una vez identificado, comprueba con el polímetro el valor de la capacidad leída. Para ello nos valdremos de los terminales de conexión (Cx) que dispone nuestro polímetro (Figura 6.42).

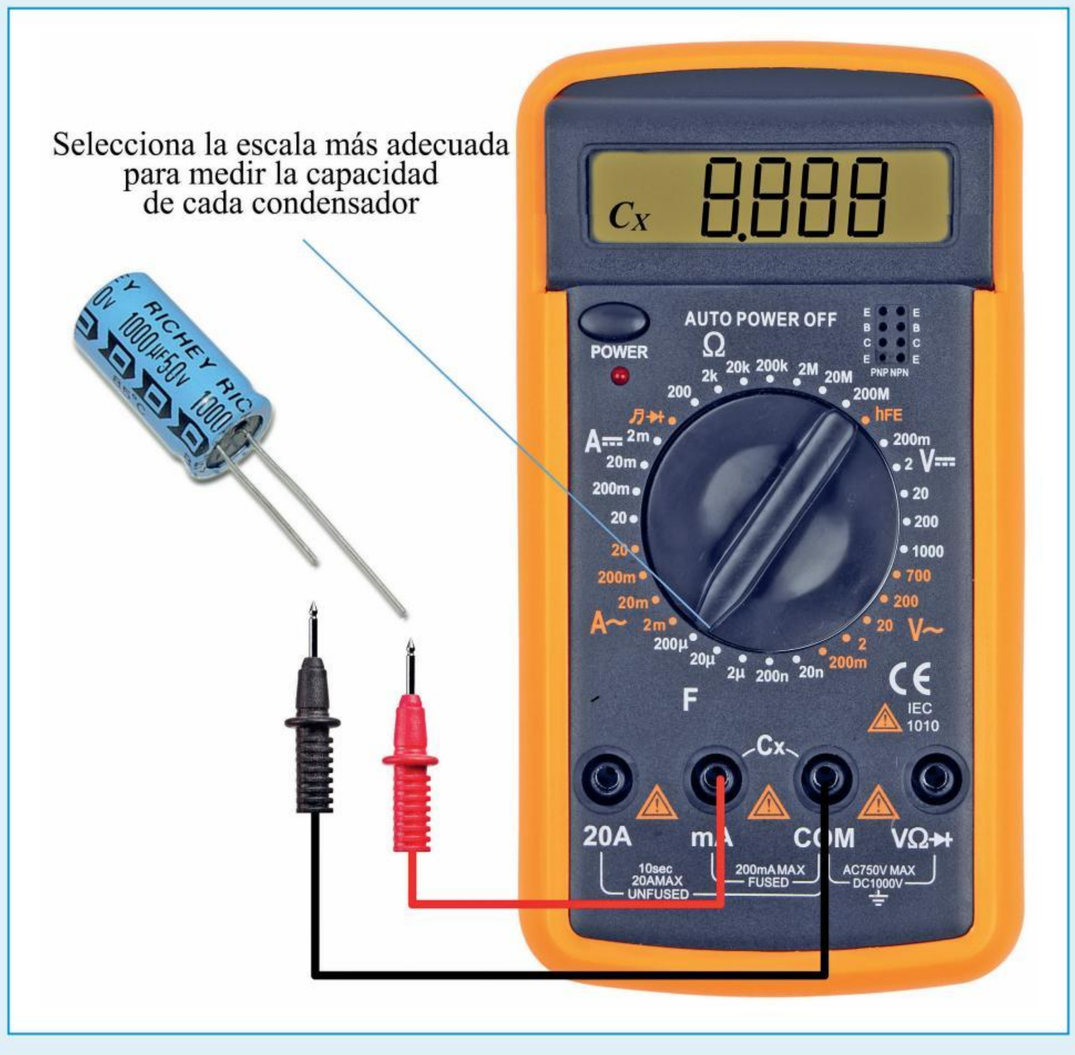


Figura 6.42. Medida de capacidad de condensadores.

© Ediciones Paraninfo

Actividades de comprobación

6.1. Determina el valor óhmico de las siguientes resistencias que aparecen con los colores:

R_1: (rojo, violeta, naranja, plata)

R_2: (marrón, rojo, naranja, rojo)

R_3: (marrón, verde, gris, oro)

6.2. Determina el valor óhmico de las siguientes resistencias:

$R_1 = 24\ k\Omega + 5\ \%$

$R_2 = 68\ k\Omega + 10\ \%$

$R_3 = 110\ k\Omega + 2\ \%$

6.3. Determina el valor óhmico de las siguientes resistencias SMD que aparecen con el siguiente código alfanumérico:

R_1: (102)

R_2: (122)

R_3: (154)

R_4: (3R9)

R_5: (R56)

R_6: (5621)

R_7: (7152)

6.4. Averigua si las siguientes resistencias pertenecen a algunas de las series normalizadas (E6- E12-E24- E48) y si se fabrican con ese valor:

R_1: (2,7 kΩ ± 5 %)

R_2: (237 kΩ ± 5 %)

R_3: (14 kΩ ± 10 %)

R_4: (249 Ω ± 2 %)

R_5: (14 kΩ ± 5 %)

R_6: (2,4 kΩ ± 2 %)

R_7: (2,7 kΩ ± 10 %)

6.5. En una resistencia NTC:

a) La resistencia aumenta con la temperatura.

b) La resistencia aumenta con la tensión.

c) La resistencia disminuye con la temperatura.

6.6. En una resistencia LDR:

a) La resistencia aumenta con la luz.

b) La resistencia aumenta con la temperatura.

c) La resistencia disminuye con la luz.

6.7. ¿Cuáles son las características que hay que conocer para definir un condensador comercial?

a) Capacidad y potencia.

b) Capacidad, tipo de dieléctrico y separación entre placas.

c) Tipo, capacidad, tensión nominal, tolerancia y coeficiente de temperatura.

6.8. ¿Qué ventajas conlleva el uso de condensadores electrolíticos?

a) Soportan tensiones de trabajo fuertes.

b) Se consiguen altas capacidades y se pueden emplear en C.A.

c) Se consiguen altas capacidades.

6.9. ¿Qué puede ocurrir cuando se supera la tensión de trabajo de un condensador?

a) El condensador se calienta.

b) El condensador cambia la capacidad nominal.

c) El condensador se puede perforar y destruir.

6.10. Calcula la carga eléctrica que almacena un condensador de 1.000 μF cuando es sometido a las siguientes tensiones: 4 V, 20 V y 100 V respectivamente.

6.11. Determina las características de los condensadores de poliéster metalizado que aparecen con los colores:

C_1: (rojo, violeta, naranja, verde, azul)

C_2: (marrón, rojo, naranja, marrón, rojo)

C_3: (rojo, verde, rojo, blanco, amarillo)

6.12. Determina las características de los condensadores de cerámica que aparecen en la Figura 6.43.

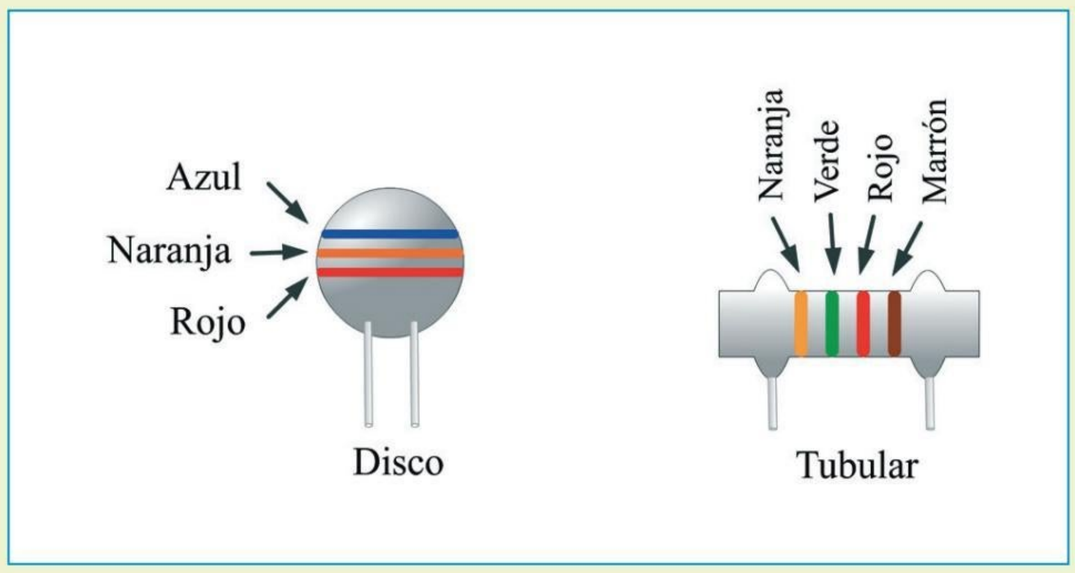


Figura 6.43.

© Ediciones Paraninfo

6.13. ¿Qué colores les correspondería a los siguientes condensadores de tántalo?

C_1 = 3,3 µF/10 V

C_2 = 57 µF/25 V

C_3 =150 µF/4 V

6.14. Calcula la capacidad equivalente y la tensión a la que queda sometido cada condensador si se acoplan dos condensadores de 100 nF:

a) En serie a una fuente de 100 V.

b) En paralelo a una fuente de 100 V.

6.15. Determina las características de los condensadores que aparecen con los siguientes códigos alfanuméricos:

C_1: (0,047/J/630)

C_2: (0,068/K/500)

C_3: (Cerámico/403)

C_4: (22/J)

C_5: (10 K/ ± 10 %/400 V)

C_6: (n47/J)

C_7: (µ1/250)

C_8: (Cerámico/473/J/100 V)

C_9: (22/M/)

Actividades de ampliación

6.1. Identifica las características de los condensadores con marcado alfanumérico de la Tabla 6.8.

Para ello seguiremos los siguientes criterios:

Si la cifra aparece inscrita con una coma decimal, y no figura ninguna unidad, la capacidad vendrá expresada en microfaradios (µF).

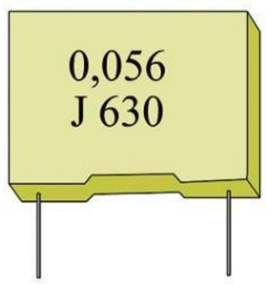
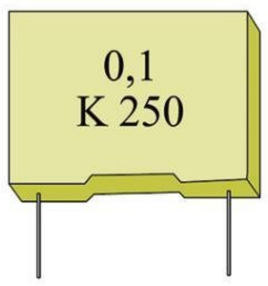
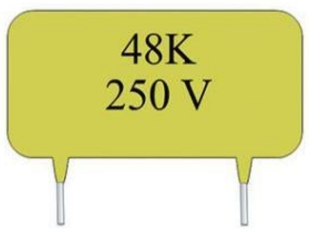
Si en la cifra no aparece ni coma decimal ni unidad, la capacidad vendrá expresada en picofaradios (pF).

Si en la cifra se puede leer la unidad (*n* = nF; *p* = pF; µ = µF; *K* = nF) esta letra hace las veces de coma decimal.

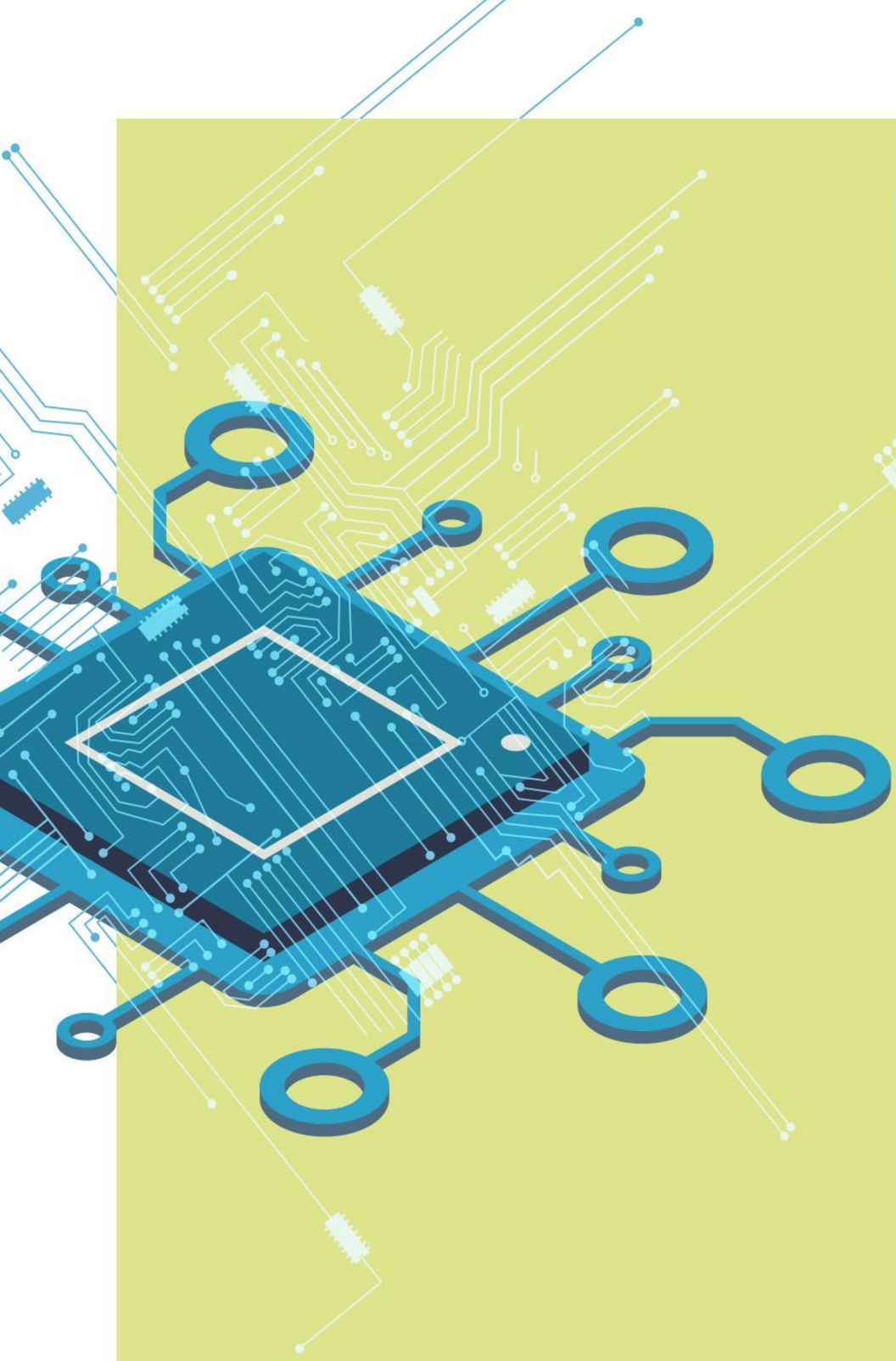
Para condensadores cerámicos, la cifra podría estar compuesta por tres dígitos. La última cifra nos indica el multiplicador (número de ceros después de las dos primeras cifras). El resultado se expresa en picofaradios (pF).

Los valores de tolerancia son los que figuran en la Tabla 6.7.

Tabla 6.8.

	0,056 µF = 56 nF *J* = 5 % *V* = 630 V		0,1 µF *K* = 10 % *V* = 250 V
	Cerámico con tres cifras $50 \cdot 10^3$ = 50.000 pF = 50 nF		48 pF *J* = 5 %
	0,53 nF *J* = 5 % *V* = 250 V		48 K = 48 nF *V* = 250 V

© Ediciones Paraninfo



7 Semiconductores- El diodo

Contenidos

- **7.1.** Los semiconductores
- **7.2.** El diodo como semiconductor
- **7.3.** Características atómicas del silicio
- **7.4.** El diodo de unión
- **7.5.** Dispositivos optoelectrónicos

La Electrónica y los componentes electrónicos comienzan su andadura a finales del siglo XIX con el desarrollo del diodo y del triodo de vacío. Con estos elementos ya era posible la amplificación de señales y multitud de aplicaciones. Con la invención a finales de 1940 del transistor bipolar a base de semiconductores, se produjo una verdadera revolución en el sector electrónico. El siguiente paso fue la aparición en 1959 del primer circuito integrado. Desde ese momento las posibilidades de miniaturización de los circuitos gracias al aumento de las posibilidades en la densidad de integración han crecido exponencialmente, dando lugar a un nuevo concepto: la microelectrónica.

Con el uso de los semiconductores es posible la elaboración de diodos, transistores, tiristores y circuitos integrados en general.

Objetivos

- Analizar la tipología y las características funcionales de los diodos.
- Describir las curvas características más representativas de los diodos, explicando la relación existente entre las magnitudes fundamentales que los caracterizan.
- Interpretar los parámetros fundamentales que aparecen en las hojas técnicas de los fabricantes de diodos.
- Analizar la tipología y características funcionales de los dispositivos optoelectrónicos.

7.1. Los semiconductores

Los semiconductores han revolucionado el mundo de la electrónica. Con ellos han aparecido los diodos, los transistores, los tiristores y los demás componentes electrónicos construidos gracias a los semiconductores que han sustituido a las válvulas electrónicas. Por otro lado, con la aparición de los circuitos integrados, que suplen la función de grandes cantidades de diodos, transistores, resistencias, condensadores y cualquier tipo de componente electrónico, se ha dado el gran paso hacia el futuro de la electrónica. La ventaja que poseen los semiconductores es que son de reducido tamaño, pequeño consumo y bajo precio. En la Figura 7.1 se muestran los símbolos eléctricos de los semiconductores más comunes y en la Figura 7.2 el aspecto de los mismos.

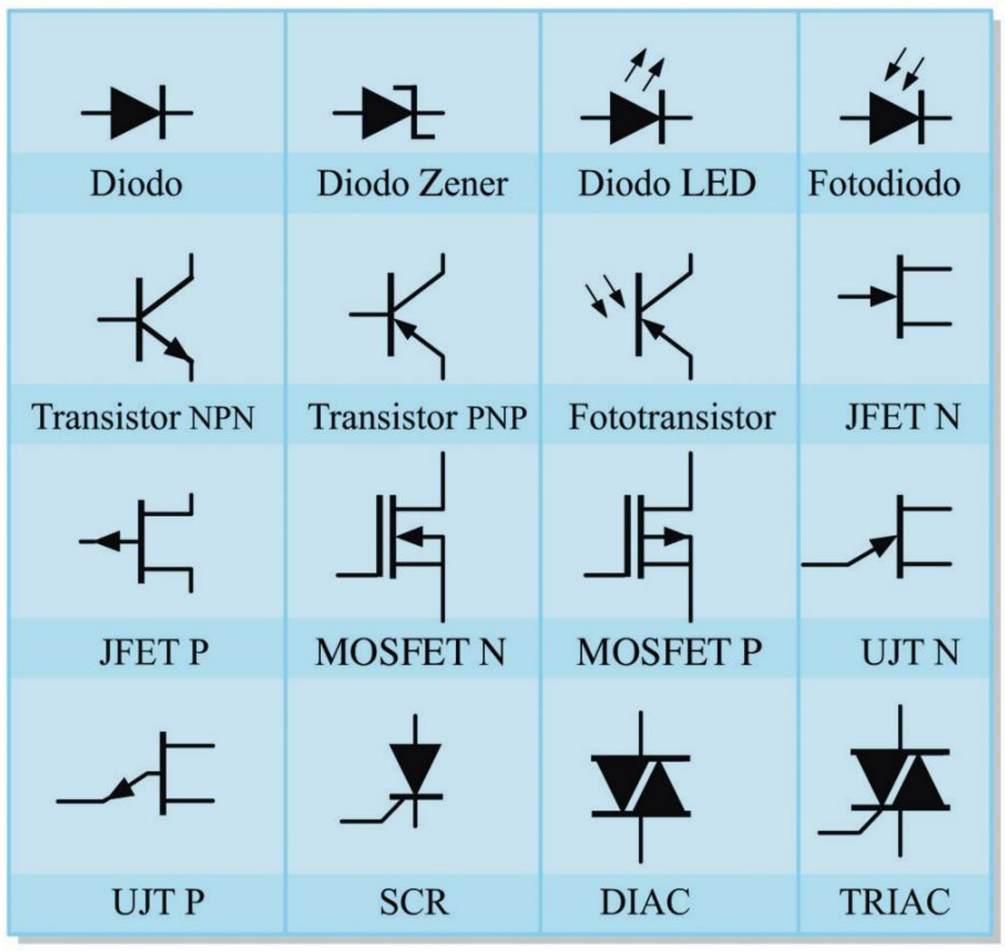


Figura 7.1. Símbolos eléctricos de los semiconductores.

Figura 7.2. Aspecto de los semiconductores.

7.2. El diodo como semiconductor

El diodo es un elemento semiconductor que solo permite la circulación de la corriente en un sentido único (Figura 7.3).

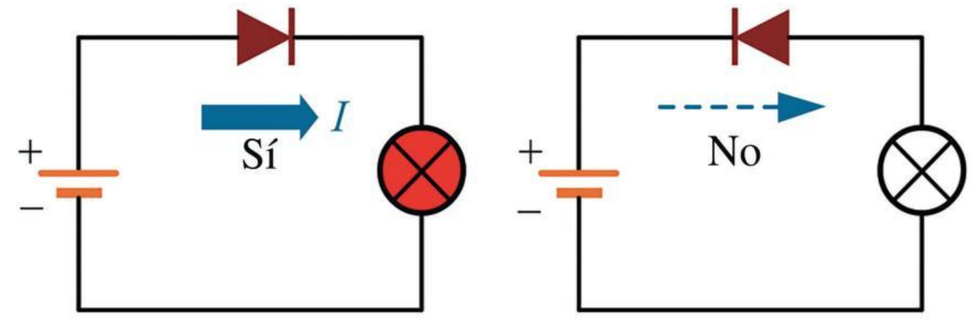


Figura 7.3. Conducción del diodo.

Su aplicación es especialmente interesante en aquellos dispositivos en que sea necesaria esta cualidad, como, por ejemplo, en los rectificadores, que son capaces de convertir la C.A. en C.C.

Antes de pasar a estudiar los diodos de unión, conviene tener una idea muy clara de lo que es un semiconductor.

Existen ciertos cuerpos como, por ejemplo, el selenio, el germanio y el silicio que, en condiciones normales, son aislantes, pero con ciertas modificaciones de su organización molecular se pueden convertir en conductores. Esto es debido a que su estructura cristalina no dispone de electrones libres capaces de establecer una corriente eléctrica; sin embargo, los electrones de sus últimas órbitas pueden ser liberados artificialmente, por lo que se convierten en cuerpos conductores. El procedimiento más habitual para conseguirlo consiste en introducir, en el interior de estos materiales, sustancias con una estructura atómica determinada.

Actividad experimental 7.1

Consigue un diodo y conéctalo intercalado en el circuito de una pila y una lamparita (Figura 7.4).

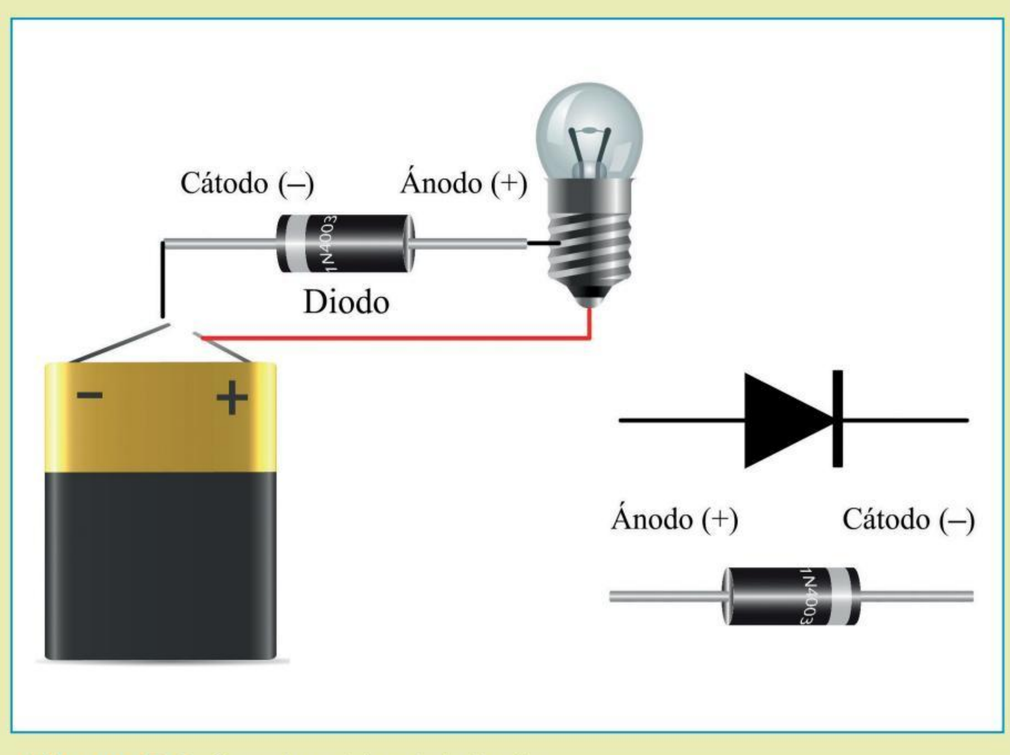


Figura 7.4. Conducción del diodo.

© Ediciones Paraninfo

Si conectas el cátodo del diodo (terminal negativo indicado por una raya en el componente) en el polo negativo de la pila, observarás que dicha lamparita se enciende. Sin embargo, si inviertes las conexiones del diodo, la lamparita no se encenderá.

En definitiva, el diodo actúa como un interruptor que estará cerrado en caso de estar bien polarizado y abierto cuando la polarización esté invertida.

Esta propiedad es muy interesante y está motivada por la estructura interna del diodo. En efecto, este componente está constituido por la unión de dos cristales semiconductores, uno de tipo P y otro de tipo N (Figura 7.5).

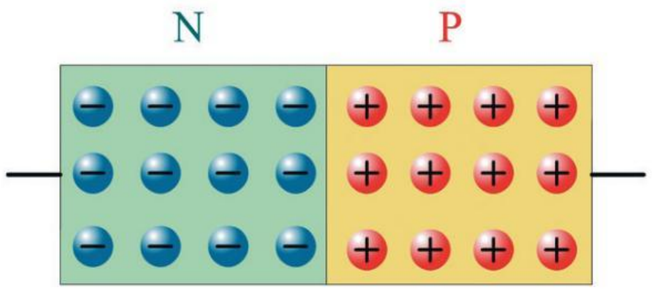


Figura 7.5. Unión de dos cristales de tipo P y N.

Estos cristales son de silicio o de germanio con la adición de algún otro elemento que les confiere una cierta polaridad, ya sea P (exceso de cargas positivas) o N (exceso de negativas).

¿Cómo se forman estos cristales?

Estudiemos el caso del silicio como cuerpo semiconductor, por ser el más utilizado.

7.3. Características atómicas del silicio

Es un cuerpo cristalino cuyas moléculas tienen formas geométricas regulares. Por otro lado, posee 4 electrones de valencia, es decir, que en su órbita exterior solo existen cuatro electrones (Figura 7.6). Como se sabe, todo cuerpo precisa de 8 electrones de valencia para que mantenga una estabilidad normal. El silicio es un cuerpo estable con solo 4 electrones de valencia, ya que se complementa con 4 electrones de los átomos vecinos (enlace covalente) y así suma los 8 electrones precisos para su estabilidad.

En estas condiciones, el átomo de silicio es completamente aislante, ya que no existen en su seno electrones libres capaces de establecer una corriente eléctrica.

Silicio tipo N: existen elementos, como el antimonio, el arsénico, etc., que poseen 5 electrones de valencia. Si unimos uno de estos elementos con el silicio, se producirán enlaces covalentes incompletos, ya que uno de los electrones de estos elementos quedará libre por estar las órbitas completas. El resultado de la combinación del silicio con la impureza de antimonio es un cristal denominado silicio tipo N, ya que existen cargas negativas libres (Figura 7.7).

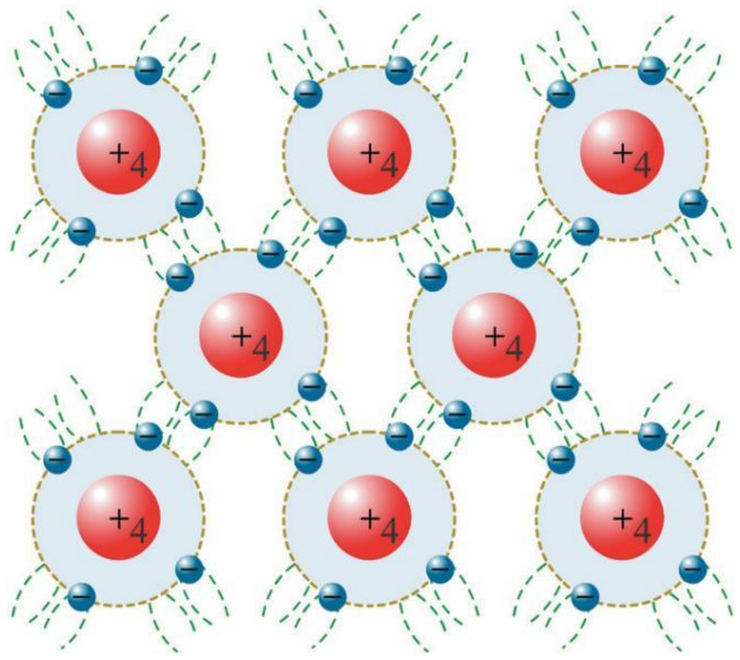


Figura 7.6. Enlaces covalentes en el silicio.

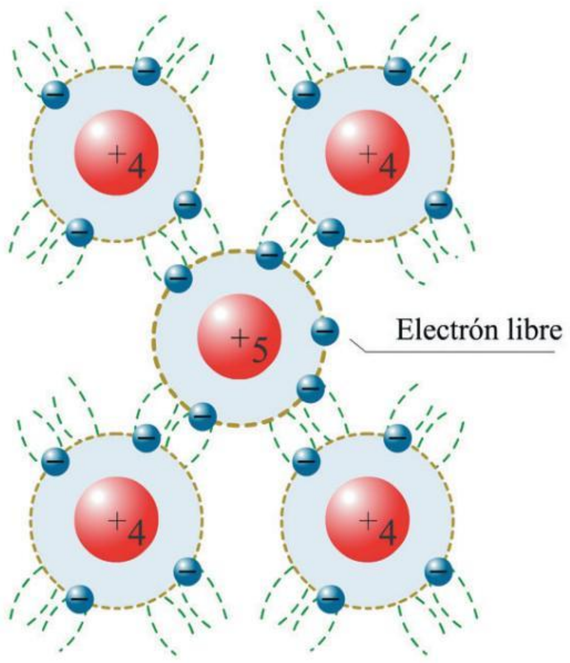


Figura 7.7. Enlaces covalentes incompletos de un cristal de silicio tipo N.

Silicio tipo P: de la misma forma que en el caso anterior, si al silicio en estado puro se le introducen impurezas que, en vez de tener 5 electrones de valencia, solo dispongan de 3, como el indio, el aluminio, el galio, el boro, etc., el enlace covalente será, otra vez, incompleto (Figura 7.8).

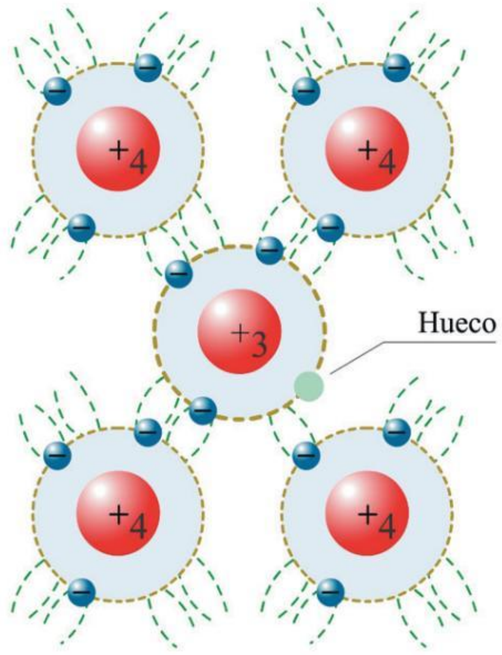


Figura 7.8. Enlaces covalentes incompletos en un cristal P.

© Ediciones Paraninfo

El átomo de impureza, al tener solo 3 electrones, no llega a rellenar todos los huecos, pues solo satisface las necesidades de 3 de los 4 átomos de silicio. Se necesita, pues, un electrón más para rellenar ese hueco.

Estos huecos representan una falta de electrones y producen una naturaleza positiva al cristal, que en este caso se denomina silicio tipo P.

7.4. El diodo de unión

El diodo de unión se forma al juntar un cristal tipo P con otro tipo N (Figura 7.9). Da la impresión de que, al juntar estos dos cristales de cargas opuestas, en la unión AB se producirá una neutralización de cargas, pero no es así, ya que en dicha unión aparece una pequeña barrera por efecto de la repulsión que evita este fenómeno.

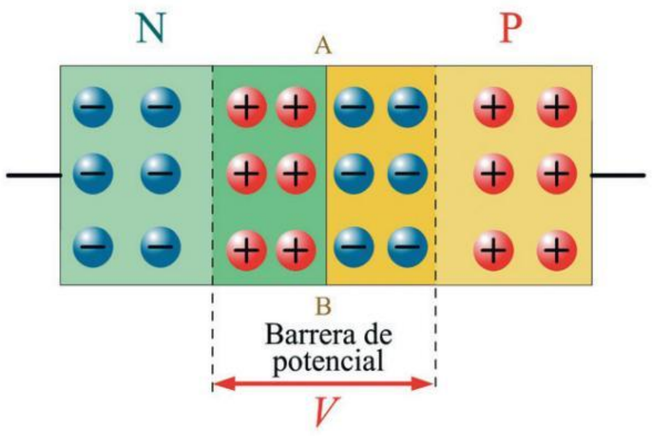


Figura 7.9. Barrera de potencial en una unión PN.

Ahora bien, si conectamos una batería al diodo (Figura 7.10), de tal forma que el polo positivo de este coincida con el cristal tipo P y el negativo con el cristal tipo N, las cargas negativas serán repelidas hacia la superficie de la unión con gran fuerza y vencerán de este modo la barrera AB. Por tanto, se producirá una corriente eléctrica I_F a través del diodo, neutralizándose los electrones con los huecos.

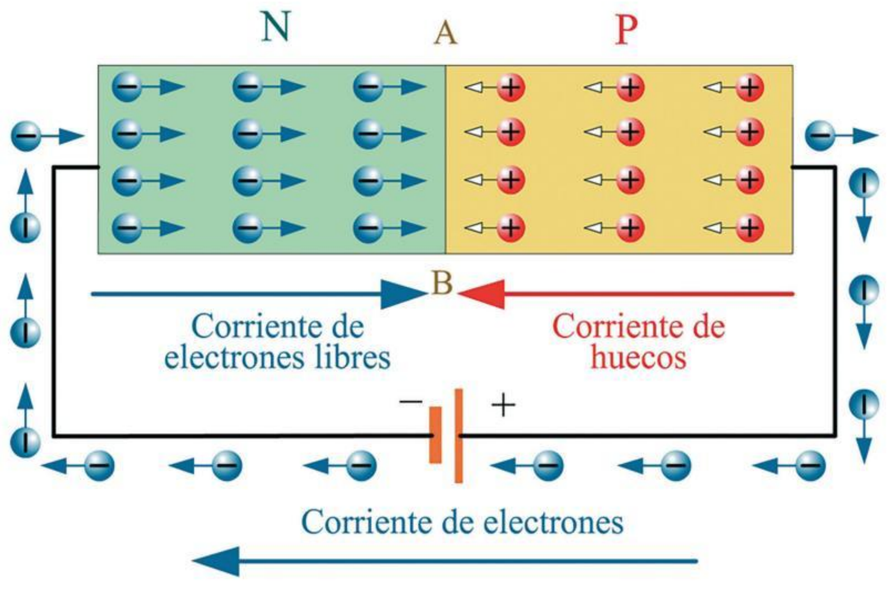


Figura 7.10. Polarización directa de un diodo de unión.

Veamos ahora qué pasaría si conectásemos la batería en sentido contrario (Figura 7.11).

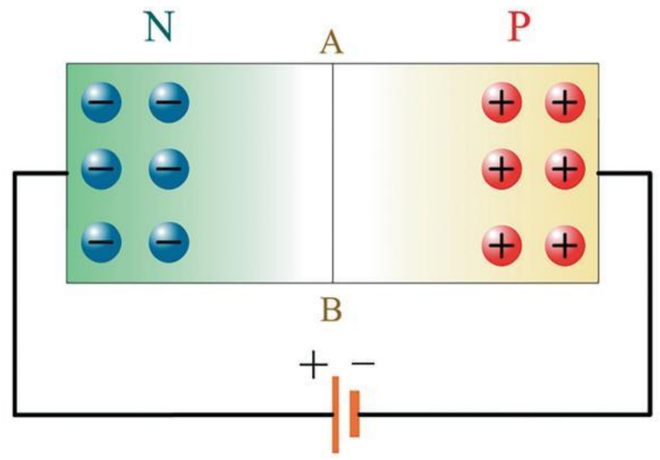


Figura 7.11. Polarización inversa del diodo de unión.

Los electrones libres del cristal N se sentirán atraídos por el polo positivo de la batería y los huecos por el polo negativo de esta, por lo que se crea en la unión AB una especie de vacío que evita la circulación de corriente a través del diodo. En este caso se ha conectado el diodo en sentido inverso. A pesar de ello, siempre existe una pequeña corriente de fuga que recibe el nombre de *corriente inversa del diodo* (I_R).

Para que el diodo conduzca polarizado en sentido directo, necesita ser sometido a una tensión mínima de polarización, que en el caso del germanio es de 0,2 V y de 0,6 V para el silicio.

Las características de los diodos semiconductores varían grandemente con la temperatura. De tal forma que, cuanto mayor sea la temperatura de la unión, mayor será el número de electrones libres y, por tanto, aumentará la corriente de conducción. En el germanio estas variaciones son excesivas, por encima de los 75 °C se hace difícil su utilización, mientras que el silicio puede emplearse hasta los 200 °C aproximadamente. En la actualidad, la gran mayoría de semiconductores es de silicio.

7.4.1. Características en polarización directa de un diodo

Obtener las características de polarización de un diodo significa determinar la relación existente entre los diferentes valores de la tensión de polarización (V_F) y la corriente directa (I_F).

Para obtener experimentalmente esta relación habría que realizar el ensayo que se muestra en la Figura 7.12. En ella, la lectura de V_F indica la tensión de polarización directa en voltios y la lectura de la corriente directa I_F.

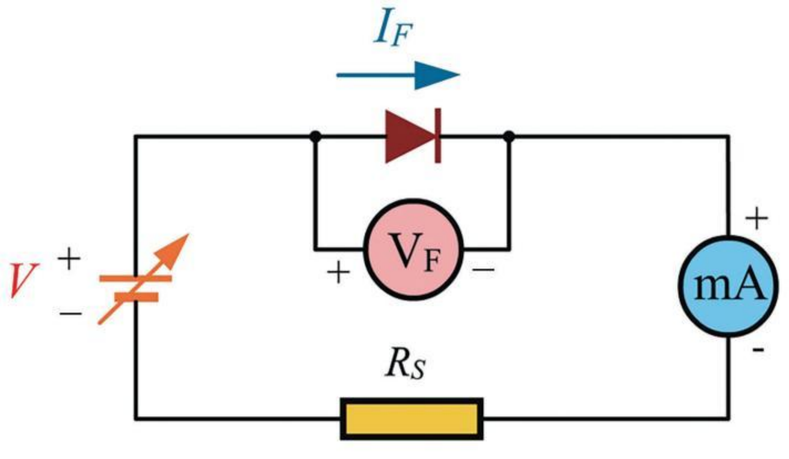


Figura 7.12. Circuito para obtener la curva de polarización directa de un diodo.

© Ediciones Paraninfo

En la Figura 7.13 se puede apreciar la curva característica de polarización del diodo ensayado. La curva tiene forma exponencial en las proximidades del cero y se acerca al valor de la intensidad de corriente máxima admisible a medida que aumenta la tensión. Esto indica que la resistencia del diodo es de muy bajo valor y que disminuye rápidamente al aumentar la tensión.

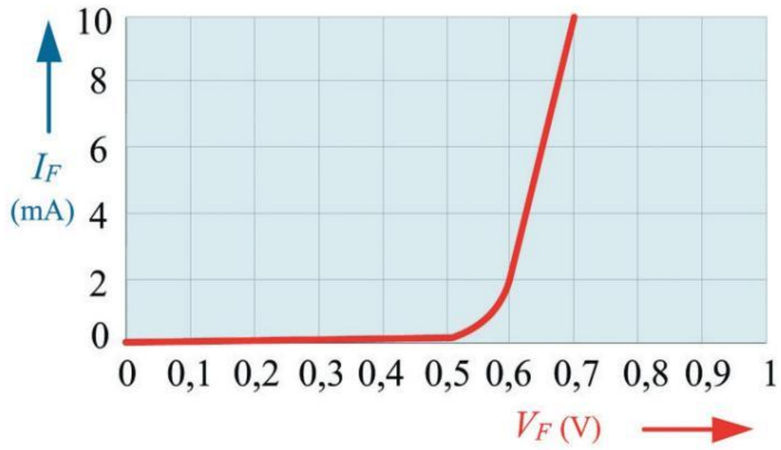


Figura 7.13. Curva de polarización directa de un diodo.

Cuando polarizamos directamente un diodo, este no comienza a conducir de una forma apreciable hasta que le aplicamos la mínima diferencia de potencial de barrera, conocida por el nombre de tensión umbral. En el caso del germanio esta tensión es de 0,2 V y en el del silicio 0,6 V. Por debajo de esta tensión, la corriente es muy pequeña y por encima aumenta considerablemente.

7.4.2. Características en polarización inversa de un diodo

Para obtener la curva característica inversa bastará con invertir la corriente del diodo, de tal forma que el cristal N esté conectado al positivo de la pila y el P al negativo (Figura 7.14).

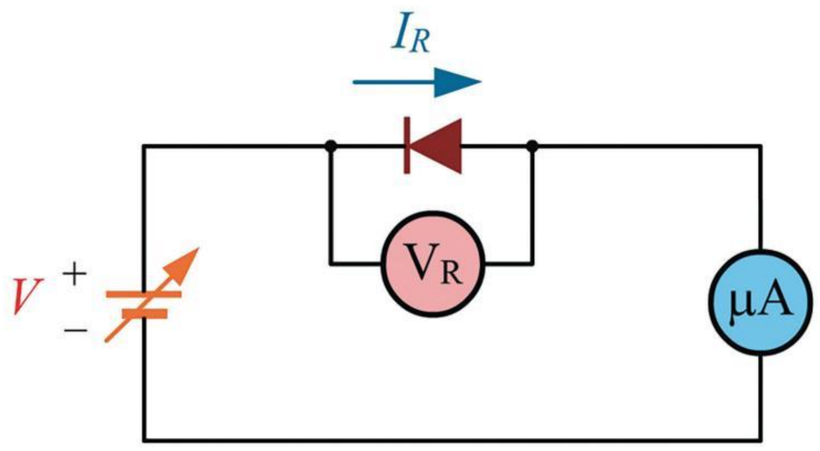


Figura 7.14. Circuito para obtener la característica inversa de un diodo.

Ya se dijo anteriormente que cuando el diodo queda sometido a una tensión inversa V_R, aparece una pequeña corriente de fuga I_R, a la cual denominábamos corriente inversa. Esta corriente es del orden de unos µA o nA, tal como se puede apreciar en la curva de la Figura 7.15 correspondiente a la característica inversa del diodo.

Los fabricantes de diodos expresan el valor de la corriente inversa en sus hojas de especificaciones técnicas. Así, por ejemplo, la serie de diodos con la referencia 1N4001 a 1N4007 establece una corriente inversa de 10 µA cuando son polarizados inversamente.

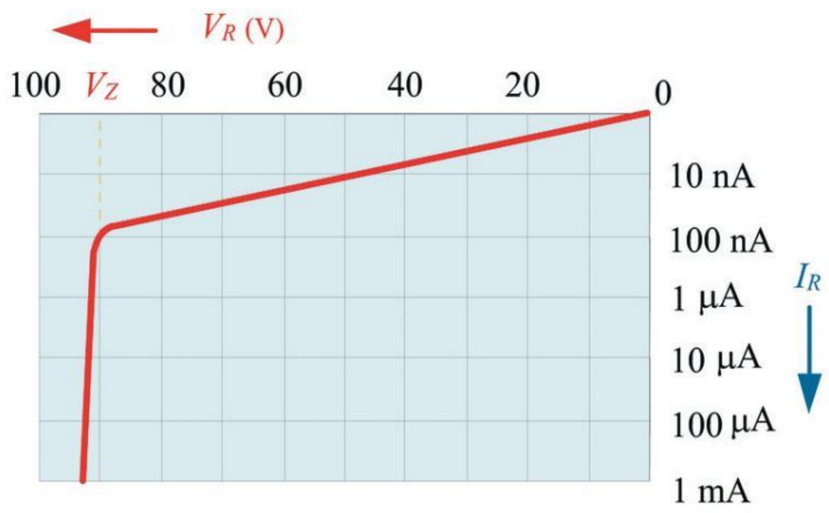


Figura 7.15. Característica inversa de un diodo.

Observa que, según se aumenta la tensión inversa, también lo hace la corriente, hasta que se llega a un valor V_Z, llamado tensión de ruptura del diodo. En este momento aparece un efecto de avalancha y aumenta bruscamente la intensidad de corriente inversa, lo que provoca la destrucción del diodo por la excesiva disipación de calor.

Para que esto no ocurra, es necesario diseñar las condiciones de trabajo del diodo con una tensión inversa siempre menor a su tensión de ruptura.

Los fabricantes de diodos especifican los valores de la **tensión inversa pico** en sus hojas de especificaciones técnicas.

Así, por ejemplo, mientras el diodo con la referencia 1N4001 soporta una tensión máxima inversa de 50 V, el 1N4007 llega a soportar 1.000 V.

En el MATERIAL WEB elaborado para este texto se incluyen las hojas de características de la familia de diodos 1N4001-1N4007.

En la Figura 7.16, se muestra la curva característica completa de un diodo de unión.

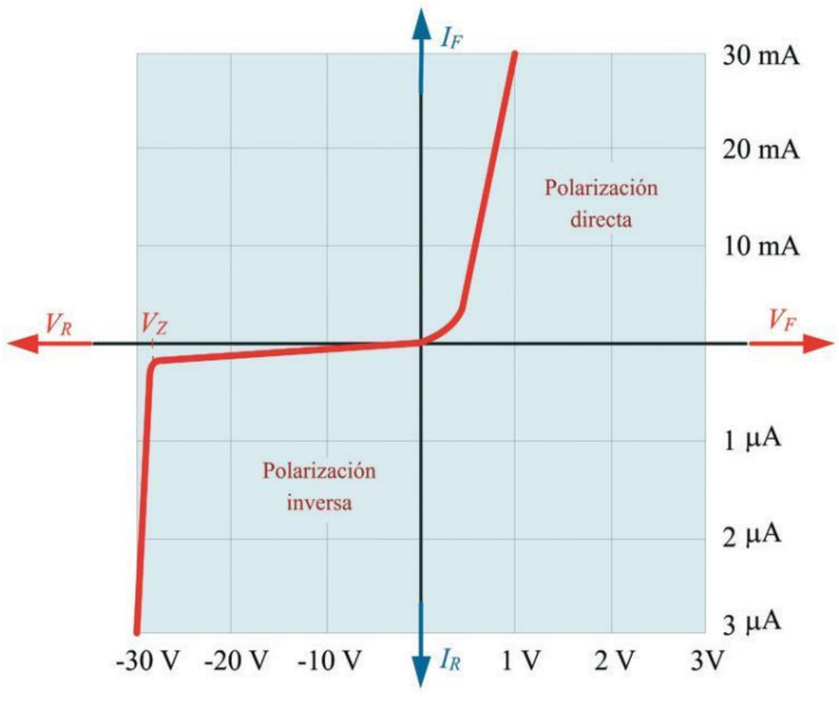


Figura 7.16. Curva característica de un diodo de unión.

© Ediciones Paraninfo

7.4.3. Potencia y corriente nominal

Un diodo se diseña para trabajar óptimamente en unas condiciones nominales determinadas. Existen dos formas de provocar la destrucción de un diodo:

- Exceder la tensión inversa de ruptura.
- Exceder la potencia máxima nominal.

Como ocurría con las resistencias, los diodos poseen una cierta capacidad de disipar el calor que se produce en su unión. Este calor depende de la potencia a la que trabaja el diodo, que depende, a su vez, del producto de la corriente por la tensión de este.

Si la potencia que se produce en el diodo es superior a su capacidad de disipación, este aumentará excesivamente su temperatura y acabará deteriorándose.

Existen algunos fabricantes que especifican la potencia nominal de sus diodos en las hojas de información técnica. No obstante, lo normal es que en estas informaciones únicamente aparezca la corriente máxima de polarización directa. Bastará con no sobrepasar este valor para que en ningún caso se supere la potencia máxima nominal.

Así, por ejemplo, la gama de diodos con la referencia 1N4001 a 1N4007 permite una corriente directa nominal de 1 A, mientras que el diodo 1N418 permite una corriente directa de 150 mA y una disipación de potencia a $T_{amb} = 25\ ^{o}C$ de 500 mW.

7.4.4. Línea de carga de un diodo

Mediante el conocimiento de la línea de carga, podremos encontrar el valor exacto de la corriente y la tensión del diodo para una carga determinada.

En el circuito de la Figura 7.17 se puede apreciar una fuente de tensión V que suministra energía a una resistencia R_S en serie con un diodo. La tensión que aparecerá en él es V_F. La tensión que aparece en los bornes de R_S será igual a la tensión total V menos la caída de tensión V_F que provoca el diodo.

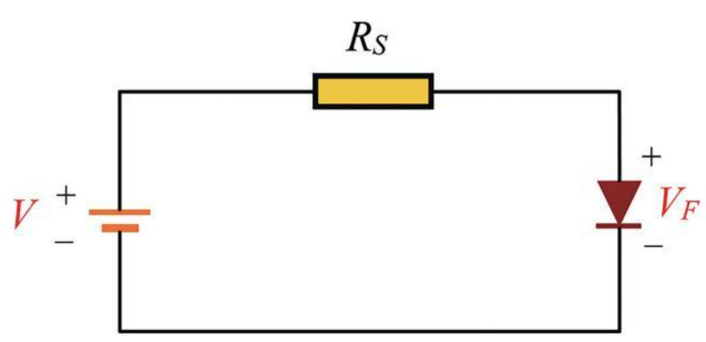


Figura 7.17. Circuito para trazar la línea de carga de un diodo.

Aplicando la ley de Ohm, obtenemos la corriente del circuito:

$$I_F = \frac{V - V_F}{R_S}$$

Esta corriente se puede representar mediante una recta que nos ayudará a determinar el punto de trabajo del diodo para unos valores determinados de tensión V y resistencia R_S.

Actividad resuelta 7.1

¿Cuál será la tensión y corriente del diodo del circuito de la Figura 7.18?

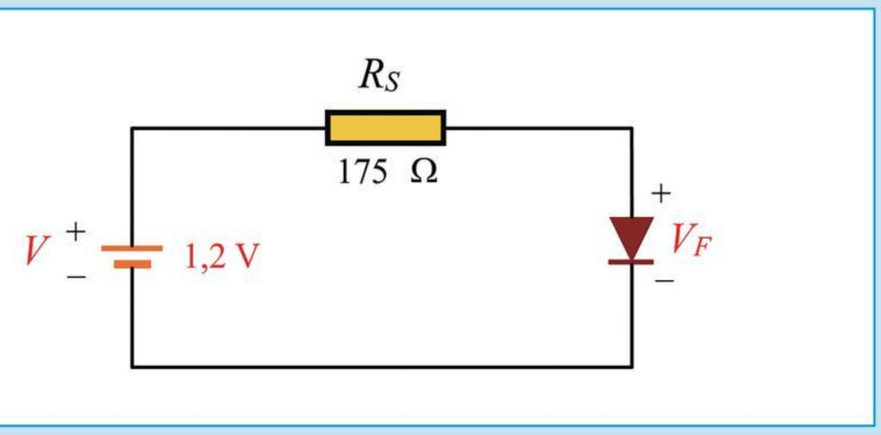


Figura 7.18.

Solución:

$$I_F = \frac{1{,}2 - V_F}{175}$$

Para realizar una representación gráfica de esta ecuación, basta con dar valores a V_F y obtener diferentes puntos de la línea.

En el caso de que:

$$V_F = 0\ \text{V},\ I_F = \frac{1{,}2 - 0}{175} = 0{,}007\ \text{A} = 7\ \text{mA}$$

En el caso de que:

$$V_F = 1{,}2\ \text{V},\ I_F = \frac{1{,}2 - 1{,}2}{175} = 0$$

En el caso de que la curva característica del diodo sea la que se representa en la Figura 7.19, la línea de carga será una recta que corte los puntos de 1,2 V y 7 mA. El punto de intersección de estas dos curvas nos indica los valores de la tensión y corriente del diodo para una tensión de 1,2 V y una resistencia limitadora de 175 Ω.

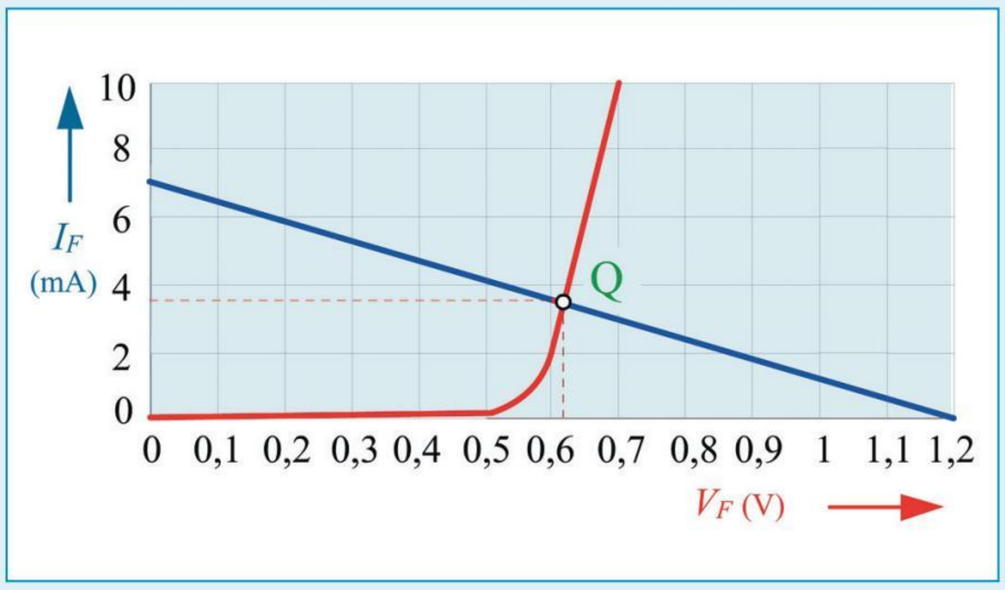


Figura 7.19. Recta de carga del diodo.

© Ediciones Paraninfo

En nuestro ejemplo se obtiene una corriente de 3,6 mA y una tensión de polarización directa en el diodo de 0,62 V. A este punto se lo denomina punto de funcionamiento del diodo.

7.4.5. Curva característica aproximada de un diodo

Al estudiar las resistencias y condensadores, hemos tenido oportunidad de comprobar que los valores de la resistencia y la capacidad de estos dispositivos poseen un cierto margen de tolerancia. Lo mismo ocurre con los valores característicos de un diodo, de los cuales no se puede afirmar que sean exactos. Por esta razón, se puede encontrar una curva característica aproximada de trabajo de un diodo sin cometer, por nuestra parte, grandes errores. Además, este hecho simplifica notablemente la resolución de los circuitos con diodos.

En la Figura 7.20, se muestra dicha curva aproximada. Se supone que cuando el diodo está polarizado con una tensión inversa, este se comporta como un interruptor abierto y no deja pasar ninguna corriente eléctrica.

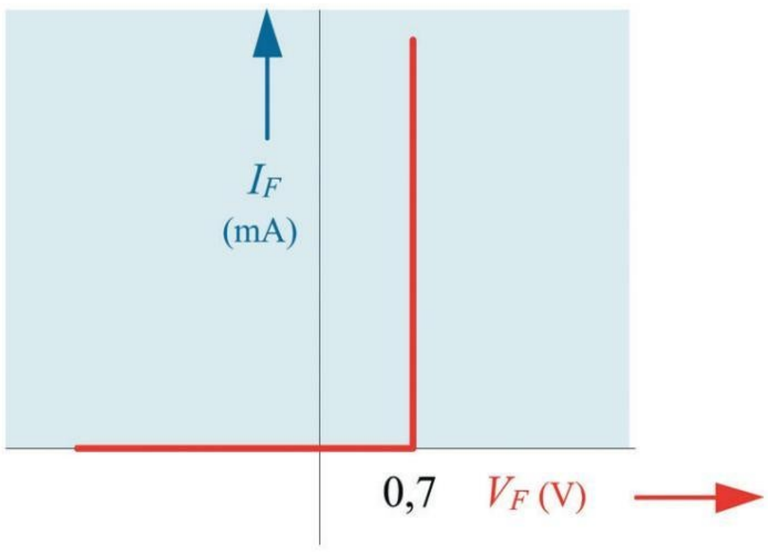


Figura 7.20. Curva característica aproximada de un diodo.

Por otro lado, se considera que se necesitan aproximadamente unos 0,7 V para que un diodo de silicio conduzca como un interruptor cerrado. Se supone que, hasta que no se alcance esa tensión, la corriente directa es nula.

De esta explicación se podrían sacar los esquemas equivalentes de las Figuras 7.21(a) y (b).

Cuando el diodo es polarizado directamente se comporta como un interruptor cerrado en serie con una fuente de tensión de 0,7 V. De tal forma que, si la tensión de polarización es superior a 0,7 V, el interruptor se cierra [Figura 7.21(a)].

Si se invierte la tensión de polarización del diodo, este se comporta como un interruptor abierto [Figura 7.21(b)].

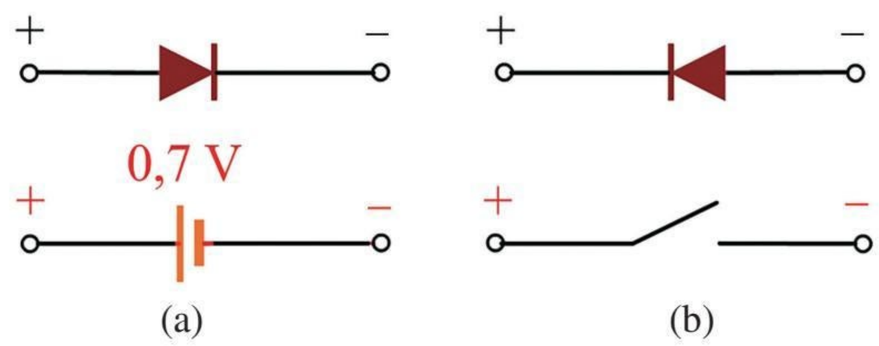


Figura 7.21. (a) Diodo polarizado directamente. (b) Diodo polarizado inversamente.

Actividad resuelta 7.2

¿Cuál será la corriente directa del diodo del circuito de la Figura 7.22?

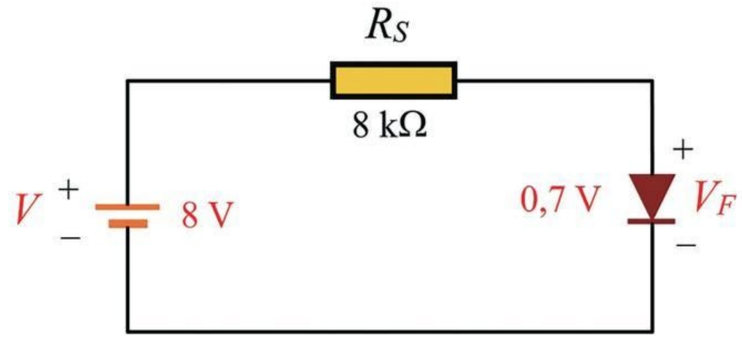


Figura 7.22.

Solución:

Para resolver este ejercicio, basta con tener en cuenta la curva característica aproximada, aplicando la ley de Ohm:

$$I = \frac{8\ \text{V} - 0{,}7\ \text{V}}{8.000\ \Omega} = 0{,}00091 = 0{,}91\ \text{mA}$$

Actividad propuesta 7.1

¿Qué valor debería poseer R_S en el circuito de la Actividad resuelta 7.2 para conseguir una corriente directa por el diodo de 7,3 mA?

Resultado: 1 kΩ

7.4.6. Hoja de características de un diodo

Partiendo de la hoja de características del diodo 1N4004 vamos a analizar los principales parámetros que figuran en las mismas.

En la Figura 7.23 se muestra el encapsulado y las medidas del diodo.

© Ediciones Paraninfo

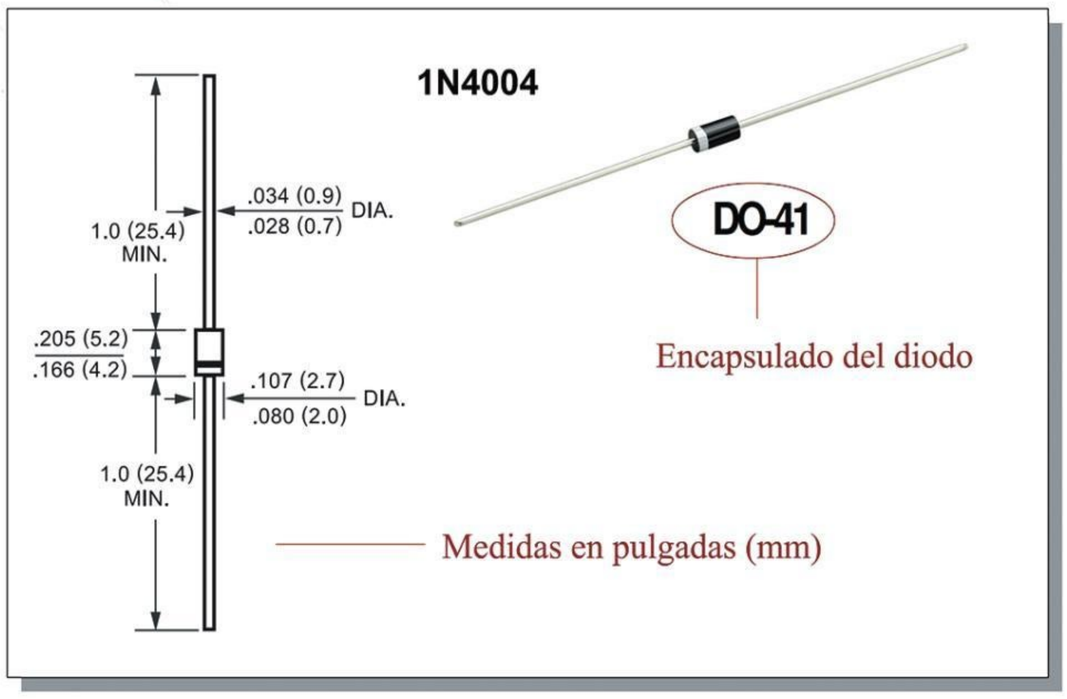
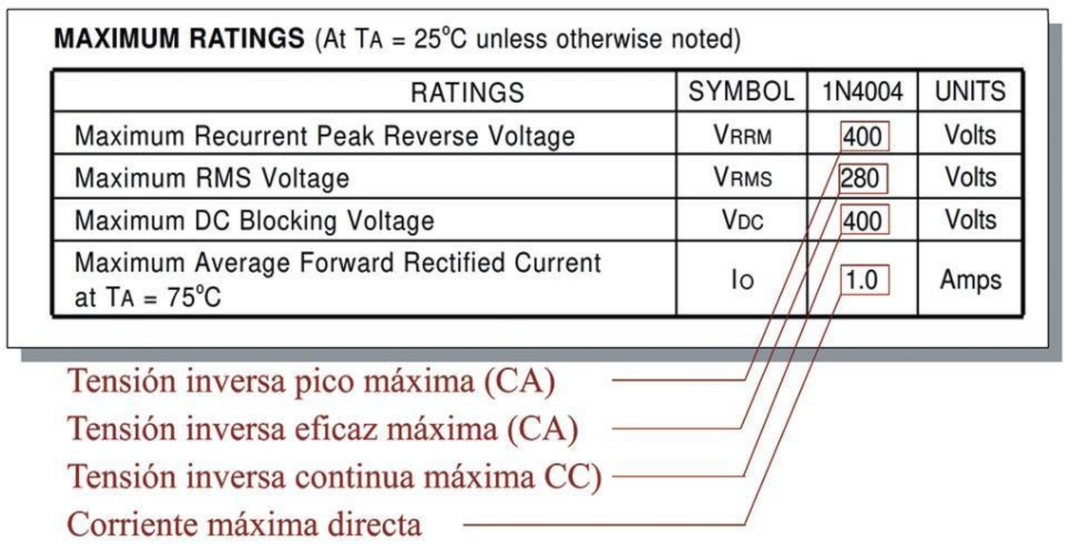


Figura 7.23. Encapsulado y medidas del diodo 1N4004.

Como se puede observar, del recorte extraído de las hojas de características, la tensión pico máxima que soporta este diodo en corriente alterna es de 400 V, y la corriente directa máxima es de 1 A.

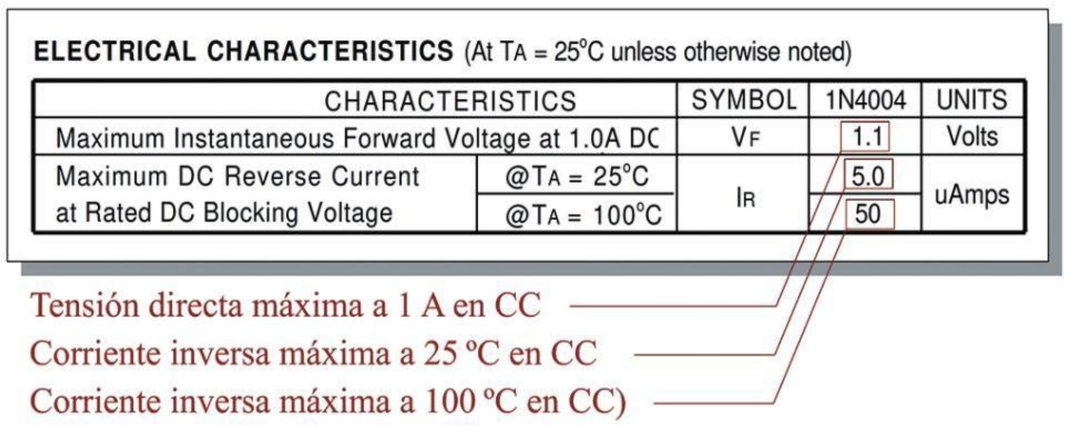


MAXIMUM RATINGS (At TA = 25°C unless otherwise noted)

RATINGS	SYMBOL	1N4004	UNITS
Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	VRRM	400	Volts
Maximum RMS Voltage	VRMS	280	Volts
Maximum DC Blocking Voltage	VDC	400	Volts
Maximum Average Forward Rectified Current at TA = 75°C	Io	1.0	Amps

Figura 7.24. Valores máximos.

Del recorte de la Figura 7.25 se deduce que la tensión de polarización directa máxima a una corriente de 1 A, es de 1,1 V. Además, la corriente inversa es de 5 µA a 25 ºC.



ELECTRICAL CHARACTERISTICS (At TA = 25°C unless otherwise noted)

CHARACTERISTICS		SYMBOL	1N4004	UNITS
Maximum Instantaneous Forward Voltage at 1.0A DC		VF	1.1	Volts
Maximum DC Reverse Current at Rated DC Blocking Voltage	@TA = 25°C	IR	5.0	uAmps
	@TA = 100°C		50	

Figura 7.25. Características eléctricas.

En la Figura 7.26 se muestra la curva de polarización directa de este diodo.

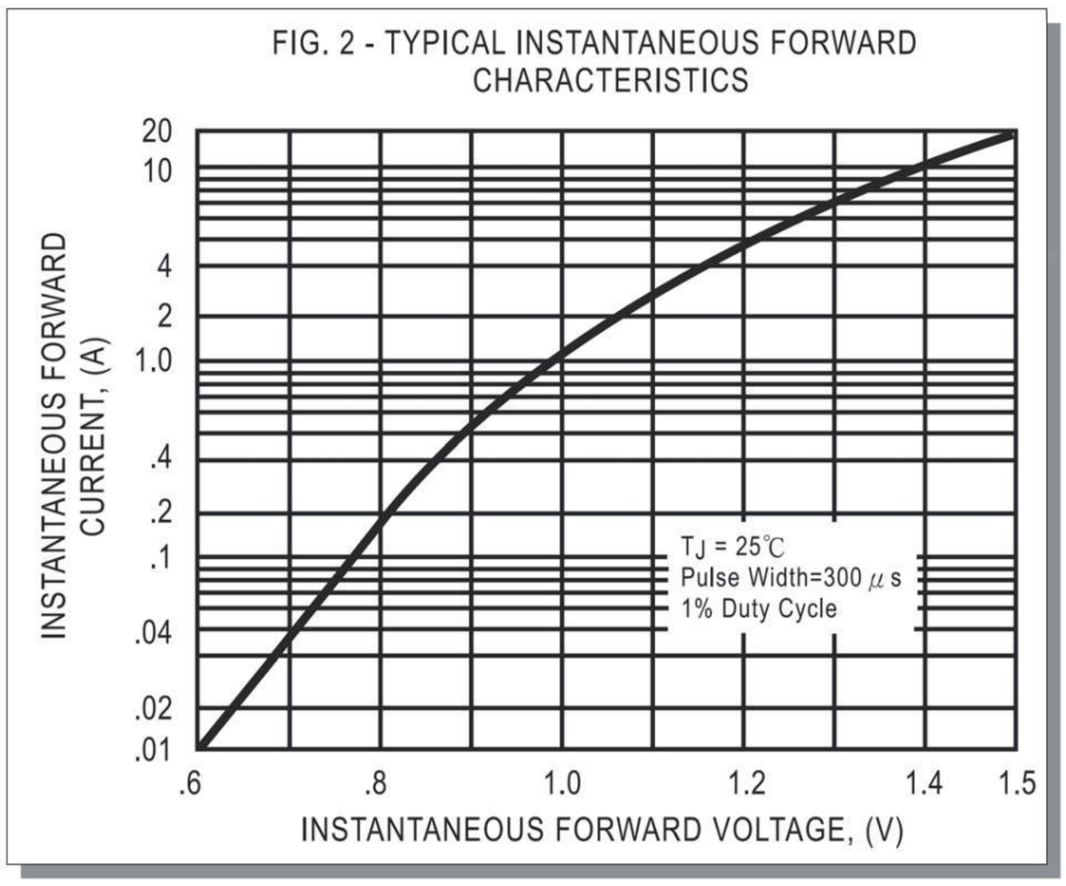


Figura 7.26. Curva de polarización directa.

7.5. Dispositivos optoelectrónicos

Dentro de la denominación de dispositivos optoelectrónicos se incluyen todos aquellos elementos semiconductores capaces de producir una radiación luminosa comprendida dentro del espectro visible o fuera de él (infrarrojos), como lo son los diodos LED. También se incluyen los componentes sensibles a la luz, como, por ejemplo, los fotodiodos.

7.5.1. Diodos luminiscentes (LED)

Seguro que ya conoces este tipo de dispositivo electrónico, ya que poseen una gran aplicación como elementos señalizadores del encendido de cualquier equipo electrónico, como puede ser: un equipo de sonido, un ordenador, etc. Haciendo combinaciones con ellos, también pueden ser empleados para visualizar números y letras en pequeños indicadores luminosos (*displays*), con los cuales se pueden presentar los resultados en equipos de medida, calculadoras, etcétera.

En la Figura 7.27(a) se muestra el aspecto de un diodo LED y en la Figura 7.27(b) su representación esquemática.

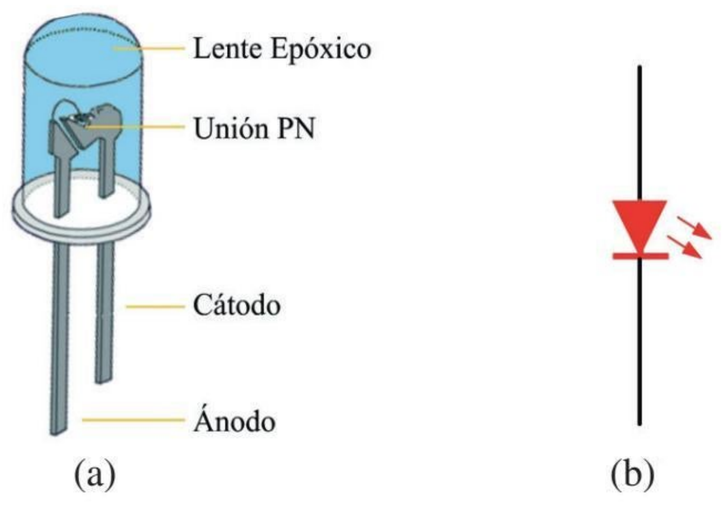


Figura 7.27. Diodo LED. (a) Aspecto físico. (b) Símbolo.

© Ediciones Paraninfo

Actividad experimental 7.2

Consigue un diodo LED, estudia su aspecto y conéctalo a través de una resistencia serie de unos 430 Ω a una fuente de alimentación de 10 V, tal como se muestra en la Figura 7.28.

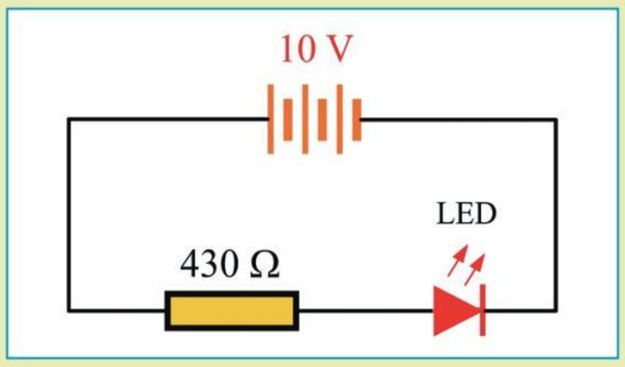


Figura 7.28.

Habrás podido comprobar que para que el diodo LED se ilumine, hay que conectarlo de tal forma que quede polarizado directamente. El terminal que representa al ánodo suele aparecer en el componente indicado con una marca (este terminal suele tener una longitud mayor que la del cátodo.) (Por si fuera poco, se añade un pequeño aplanamiento en la cápsula en las inmediaciones del terminal del cátodo.) En el caso de no estar seguro de cuál es cada uno de los terminales, se puede verificar el estado de conducción con un polímetro, tal como se hacía con los diodos de unión PN.

¿Se enciende el diodo LED, al polarizarlo directamente?

Los diodos LED se fabrican mediante la unión de dos cristales semiconductores PN, a los que se les ha contaminado de una forma especial. Cuando una unión de este tipo se polariza con una tensión directa, al igual que ocurría con los diodos convencionales, los electrones de valencia del cristal tipo N atraviesan la unión y se recombinan con los huecos del cristal tipo P. Dado que dichos electrones se trasladan de un nivel de energía más alto a uno más bajo, se produce una liberación de energía, que en este tipo de diodos se manifiesta en forma de radiaciones electromagnéticas dentro del espectro luminoso.

Los diodos LED se fabrican con elementos especiales, como arseniuro de galio (GaAs) y fósforo. Para conseguir modificar la longitud de onda de la radiación de la onda luminosa y así conseguir diodos con emisiones de diferentes colores (roja, naranja, verde, amarilla, azul o infrarroja), se contaminan los cristales de una forma adecuada. Así, por ejemplo, los diodos luminiscentes fabricados con galio y fósforo (GaP) emiten luz roja cuando se les añade óxido de cinc y emiten luz verde con la adición de nitrógeno.

Características de los LED

Aparte del color de los diodos luminiscentes, sus características más relevantes son similares a las de los diodos convencionales:

La **tensión directa** (V_F) es la caída de tensión que se produce entre los extremos del diodo LED cuando por él fluye la corriente directa. Esta tensión suele ser del orden de 1,5 a 2,2 V para la mayor parte de los modelos. Cuando se desconoce la tensión directa exacta, bastará con tomar como valor aproximado 2 V.

La **corriente de excitación directa** (I_F) es la corriente que debe circular por el diodo LED para alcanzar la intensidad luminosa esperada. Para la mayoría de los modelos, esta corriente está comprendida entre 10 y 50 mA.

La **corriente inversa** (I_R) es la máxima corriente que puede fluir por el diodo luminiscente cuando a este se le aplica una tensión de polarización inversa. Este valor suele estar en torno a los 10 µA.

La **disipación de potencia** es aquella parte de la potencia que el diodo luminiscente no convierte en luz y que acaba degradándose en calor, por lo que tiene que evacuarla al exterior. Por esta razón, los diodos LED se conectan en serie con una resistencia, con el fin de limitar la corriente que fluye por ellos. Para calcular dicha resistencia, se aplica la ley de Ohm al circuito de la Figura 7.29:

$$I_F = \frac{V - V_F}{R_s} \qquad R_s = \frac{V - V_F}{I_F}$$

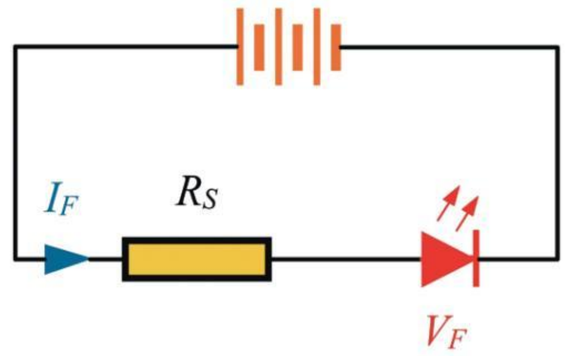


Figura 7.29. Conexión de un diodo LED.

En la Tabla 7.1 se muestran las características de algunos tipos de diodos LED.

Tabla 7.1. Características de diodos LED

Tipo de LED	V_F	I_F
Tipo indicador — Rojo	1,2 V	5 mA
Alta luminosidad — Rojo	1,2 V	20 mA
Tipo indicador — Verde, Amarillo	1,6 V	5 mA
Alta luminosidad — Azul, Blanco	3,7 V	20 mA

© Ediciones Paraninfo

Actividad resuelta 7.3

Se quiere determinar la resistencia que hay que conectar en serie con un diodo LED para una tensión de fuente de 12 V. Para ello, tendremos en cuenta que su tensión directa es de 2 V y que con 20 mA de corriente directa se consigue una emisión luminosa aceptable.

Solución:

Aplicando la ley de Ohm al circuito, tendremos que:

$$R_s = \frac{V - V_F}{I_F} = \frac{12 - 2}{0{,}020} = 500\ \Omega$$

Actividad propuesta 7.2

¿Cuál tendría que ser el valor de la resistencia de la Actividad resuelta 7.3, si la tensión de la fuente fuese 9 V?

Resultado: 350 Ω

Las ventajas que poseen los diodos LED, para aplicaciones de señalización, frente a las pequeñas lámparas incandescentes son innumerables, tales como pueden ser: gran duración, elevada resistencia mecánica frente a los impactos y las vibraciones, tamaño reducido y pequeño consumo, que los hacen ideales para aplicaciones en combinación con otros semiconductores.

Una de las aplicaciones que se puede hacer de los diodos LED, es la fabricación de indicadores numéricos de siete segmentos (*displays*). Mediante siete diodos luminiscentes dispuestos como se indica en la Figura 7.30, se pueden representar dígitos del 0 al 9. Para ello, se excitan simultáneamente las combinaciones de diodos que se correspondan en cada caso.

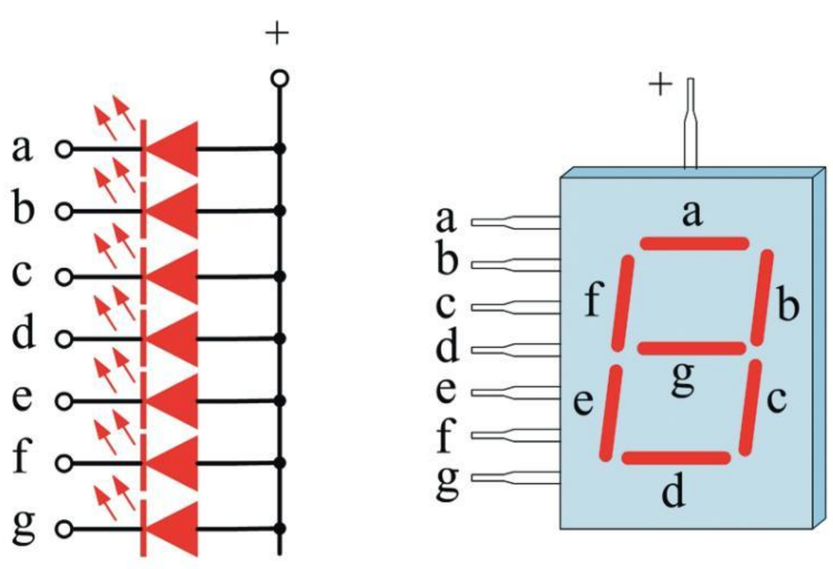


Figura 7.30. Indicador de siete segmentos con diodos LED.

En la actualidad, los indicadores de cristal líquido (LCD) están desplazando a los indicadores con diodos luminiscentes a campos de aplicación más reducidos.

Actividad propuesta 7.3

¿Qué diodos habrá que excitar simultáneamente en el indicador de siete segmentos de la Figura 7.30 para que se ilumine el número 5?

Resultado: a, f, g, c, d

7.5.2. Fotodiodos

Este dispositivo es un diodo especialmente diseñado para que sea sensible a las radiaciones luminosas que en él incidan, de tal forma que al aumentar estas, también lo haga la corriente inversa que fluya por el fotodiodo. Una de las aplicaciones fundamentales de este dispositivo es como fotodetector, elemento capaz de transformar una magnitud luminosa en eléctrica.

Veamos cómo funciona este dispositivo: recuerda cómo cuando a un diodo unión PN se le aplicaba energía térmica se rompía un número determinado de enlaces covalentes y, por tanto, aparecía en ambos cristales un número determinado de portadores de carga minoritarios. Pues bien, en este tipo de diodos además aparece un aumento de portadores minoritarios cuando se aplica energía en forma de radiaciones luminosas. De esta forma, si conectamos un fotodiodo con una tensión de polarización inversa, fluirá una pequeña corriente inversa por él. Los fotodiodos se fabrican de tal forma que la luz pueda incidir en ellos, de tal manera que cuando la intensidad de la radiación luminosa se hace más grande, aumentan los portadores minoritarios y con ellos la corriente inversa. Así se consigue que exista una relación determinada entre la luz y la corriente.

En la Figura 7.31, se muestra el circuito de un fotodiodo polarizado inversamente. Las flechas, que apuntan hacia el componente, indican que el diodo aprovecha la incidencia de la luz en él para funcionar.

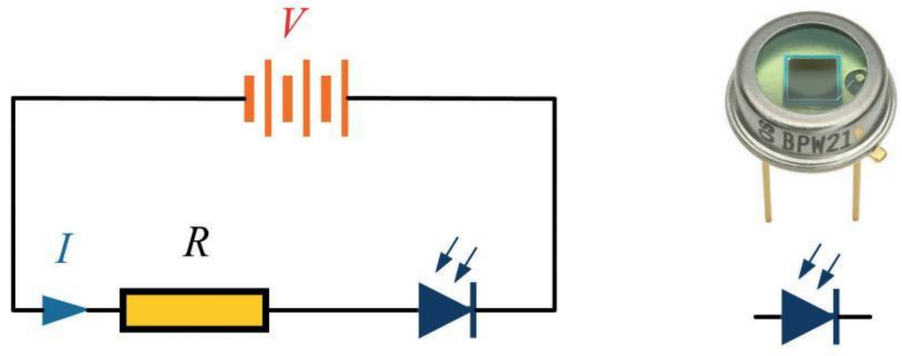


Figura 7.31. Circuito con fotodiodo.

En la Figura 7.32 se muestra la curva de polarización inversa de un fotodiodo.

Observa cómo, al aumentar la intensidad de la radiación luminosa (su unidad de medida es el lux), también lo hace la corriente inversa.

© Ediciones Paraninfo

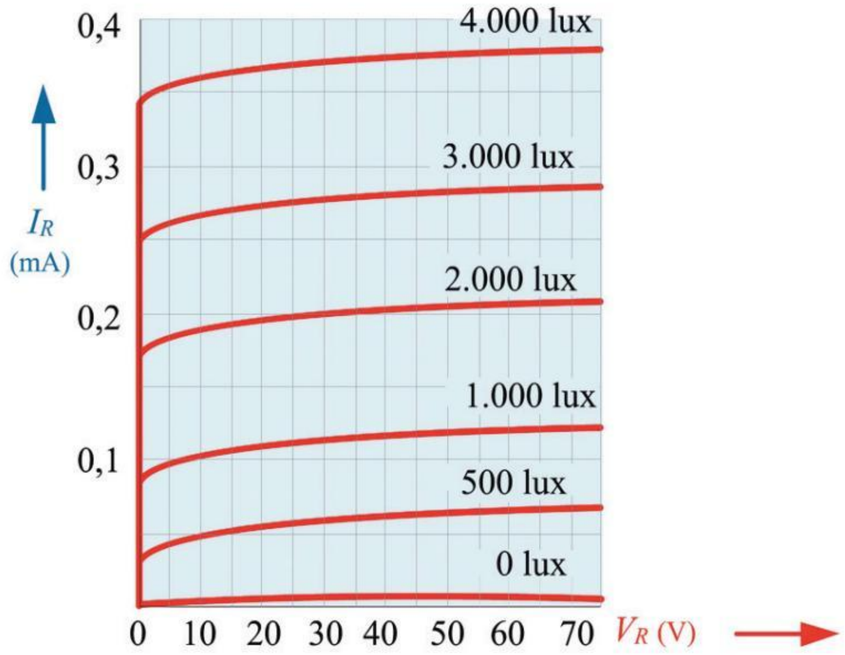


Figura 7.32. Curvas características de un fotodiodo.

7.5.3. Optoacopladores

Una de las aplicaciones que se puede hacer del fotodiodo, en combinación con el diodo luminiscente, es la fabricación de un *optoacoplador*, tal como se muestra en la Figura 7.33. Estos dos elementos se integran en un solo elemento.

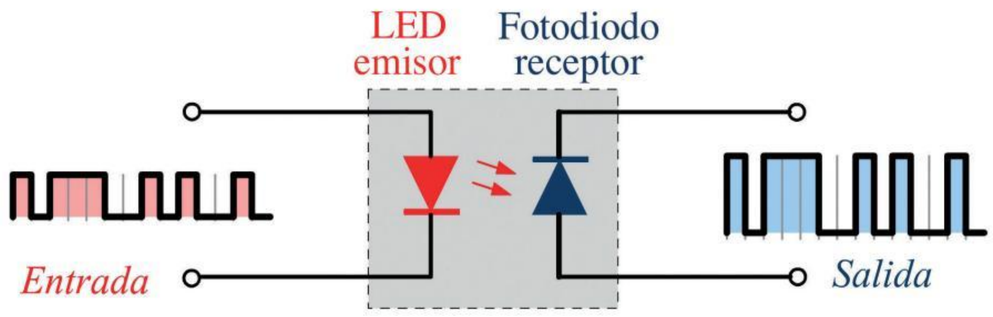


Figura 7.33. Optoacoplador con fotodiodo.

La señal de entrada se aplica al diodo LED, generando este una intensidad luminosa que estará en función de la corriente entregada por la señal. Esta radiación luminosa incide en el fotodiodo, el cual generará una corriente en la salida proporcional a la entregada a la entrada del optoacoplador.

Con un optoacoplador se puede aislar eléctricamente dos circuitos entre los que hay que intercambiar una determinada señal.

Con el uso de optoacopladores se eliminan todos los riesgos que pueden surgir al conectar circuitos que trabajan con señales de muy baja tensión, con otros circuitos que lo hacen con tensiones más altas.

Los optoacopladores son muy útiles, por ejemplo, para aislar la salida de sistemas de control mediante ordenadore y microcontroladores, de circuitos exteriores que estén alimentados con tensiones mucho más altas. También se utilizan en electromedicina para aislar los circuitos de los electrodos que se han de aplicar al cuerpo humano.

En la Figura 7.34 se muestra el aspecto físico de diferentes tipos de optoacopladores.

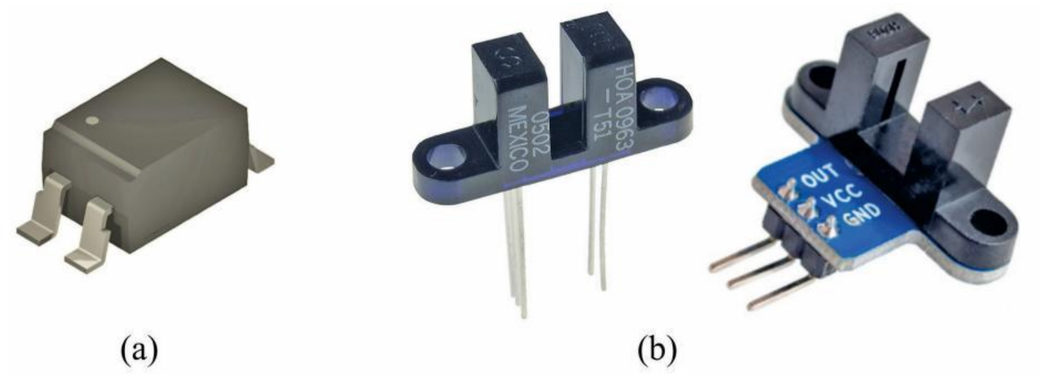


Figura 7.34. Optoacopladores: (a) Encapsulado DIP, (b) Barrera fotoeléctrica.

Para la construcción de un optoacoplador se pueden utilizar otro tipo de dispositivos en la salida, además del fotodiodo, con propiedades optoelectrónicas, como el fototransistor, el fototiristor y el fototriac. En la Figura 7.35 se muestra la configuración de los más comunes.

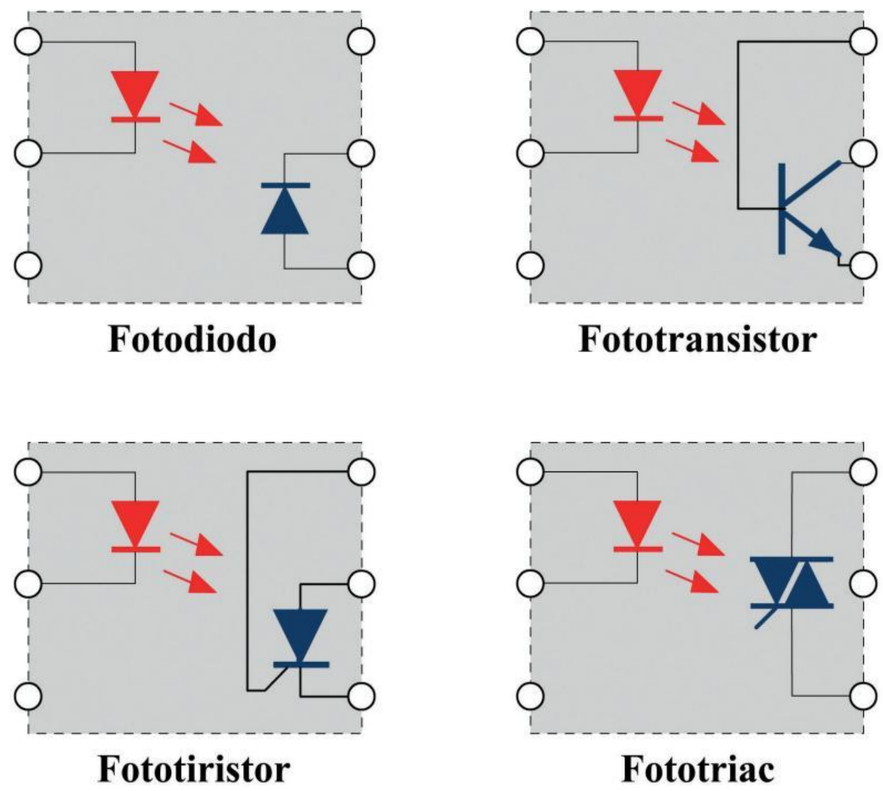


Figura 7.35 Tipos de optoacopladores.

Fotodiodo: está formado por un diodo a la salida.

Fototransistor: está formado por un transistor a la salida.

Fototiristor: está formado por un tiristor a la salida.

Fototriac: está formado por un triac a la salida.

Algunos de estos componentes los estudiaremos con mayor profundidad en posteriores unidades.

© Ediciones Paraninfo

Prácticas de laboratorio

7.1. Comprobación de un diodo con polímetro analógico. Consigue un diodo y un polímetro. Para comprobar si el estado de la unión del diodo es perfecto, basta con conectar el polímetro utilizado como óhmetro entre sus terminales, de tal forma que la punta de prueba negra (–) esté unida al ánodo del diodo y la roja (+) al cátodo (Figura 7.36).

Figura 7.36. Comprobación de un diodo mediante polímetro analógico.

Si el resultado de la medida es 0 ohmios será señal de que el diodo está en buen estado (la fuente de alimentación del óhmetro ha polarizado directamente al diodo). Una vez que hayas comprobado esto último, invierte las conexiones. Si el polímetro indica infinito (en este caso la fuente de alimentación polariza inversamente al diodo), el diodo está en perfecto estado.

Si al realizar estas comprobaciones se mide una resistencia alta con ambas polarizaciones, nos indicará que el diodo está abierto. En el caso de que se mida una resistencia baja con ambas polarizaciones estaremos ante un diodo en cortocircuito. En el caso de que se mida una resistencia relativamente baja con la polarización inversa estaremos ante un diodo con fugas.

Conviene tomar ciertas precauciones cuando se trata de comprobar diodos de pequeña potencia, ya que se puede dar el caso de que la corriente que proporciona el óhmetro para tomar la medida sea suficiente para destruir el diodo. En estos casos, es aconsejable el uso de las escalas más altas del óhmetro, ya que estas reducen la corriente de medida a valores aceptables.

7.2. Comprobación de un diodo con polímetro digital. Estos aparatos de medida poseen un campo de medida específico para medir diodos, y que aparece representado con el símbolo del diodo. Si conectamos la punta de prueba negra (–) al cátodo del diodo y la roja (+) al ánodo, el polímetro muestra en la pantalla digital la tensión de polarización directa, por ejemplo **0,476 V** (Figura 7.37).

En el caso de invertir los cables de conexión (polarización inversa), en la pantalla se lee 1, lo que nos indica que el diodo no conduce y que está en buen estado. Si en ambas comprobaciones, aparece 1 en la pantalla, estamos ante un diodo defectuoso que se encuentra abierto. En el caso de que apareciese 0 en ambas comprobaciones, el diodo estaría en cortocircuito.

Figura 7.37. Comprobación de un diodo mediante el polímetro digital.

7.3. Identificación de las características de los diodos semiconductores. Toma un conjunto de diferentes diodos semiconductores, determina su polaridad y comprueba con el polímetro su estado. A continuación, identifica su referencia y consigue las hojas de especificaciones técnicas que facilita su fabricante. Con ellas determina sus características más relevantes. Una vez hecho esto, observa las diferencias existentes entre las siguientes características de dichos diodos: corriente y potencia nominal, tensión de ruptura y corriente inversa. Para facilitar la tarea de identificación de los diodos, consigue los códigos y normas internacionales más usuales para identificar dispositivos semiconductores y comprueba las referencias dadas por los fabricantes de los diodos.

En las siguientes direcciones de internet podrás encontrar las características que necesites de cualquier componente electrónico (diodos, transistores, CI, etc.):

- http://www.datasheetlocator.com/es/
- http://www.datasheetcatalog.net/es/

© Ediciones Paraninfo

7.4. Obtención de curva de polarización directa de un diodo. Mediante el circuito de la Figura 7.38 vamos a determinar la curva característica del diodo 1N4001. Para hacerlo correctamente, ten en cuenta las siguientes consideraciones:

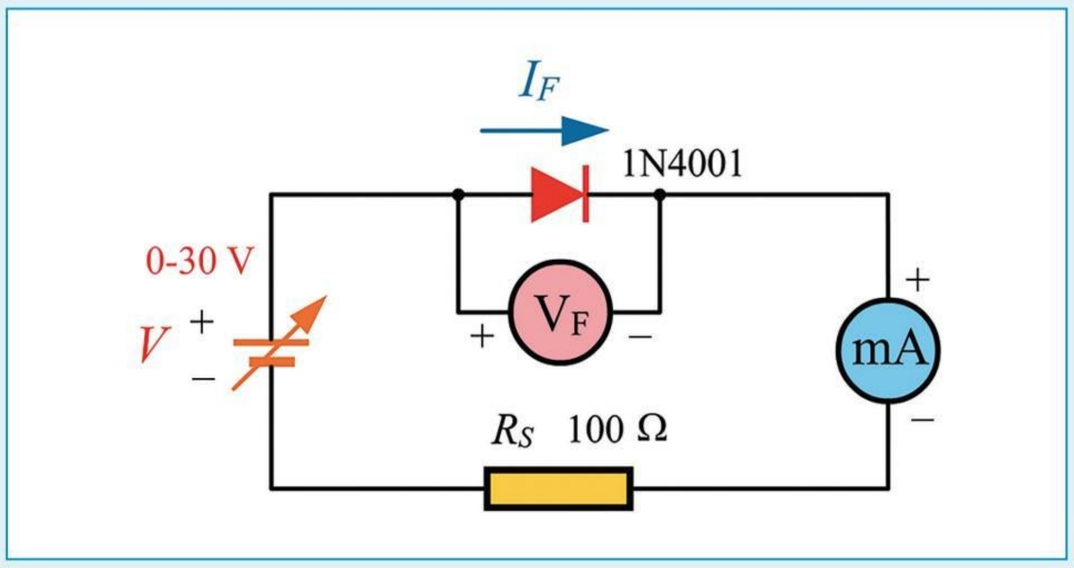


Figura 7.38. Circuito para obtener la curva característica de un diodo.

1. Consultar las características del diodo por ensayar que facilitan los fabricantes en las hojas de especificaciones técnicas y tener en cuenta los valores máximos de tensión inversa y corriente directa del mismo.

2. Para realizar el ensayo necesitaremos una fuente de alimentación variable de 0 a 30 V, dos polímetros (uno, utilizado como voltímetro, para medir la tensión directa, y otro utilizado como miliamperímetro, para la medida de la corriente directa), y una resistencia de 100 Ω. En la Figura 7.39 se muestra el esquema de montaje práctico sobre placa *protoboard*.

3. Comenzar el ensayo con una tensión de 0 voltios; ir aumentando los valores de tensión de la fuente hasta conseguir una tensión directa en el diodo de 0,1 V. Tomar la lectura del miliamperímetro y anotar los resultados en la siguiente tabla de datos.

Tabla de datos

Tensión fuente (V)	Tensión resistencia (V)	Tensión diodo (V)	Corriente (mA)
		0,1	
		0,2	
		0,3	
		0,4	
		0,5	
		0,6	
		0,7	
		0,8	

4. Seguir aumentando la tensión de la fuente para conseguir incrementos en la tensión del diodo de 0,1 V hasta llegar a los 0,8 V e ir anotando las lecturas de los diferentes aparatos de medida.

5. Invertir la polaridad de la fuente de alimentación y tomar varios puntos de medida, procurando no sobrepasar el valor máximo de la tensión máxima de ruptura del diodo.

6. Con los puntos obtenidos, trazar la curva característica del diodo. Comparar la curva obtenida con la facilitada por el fabricante.

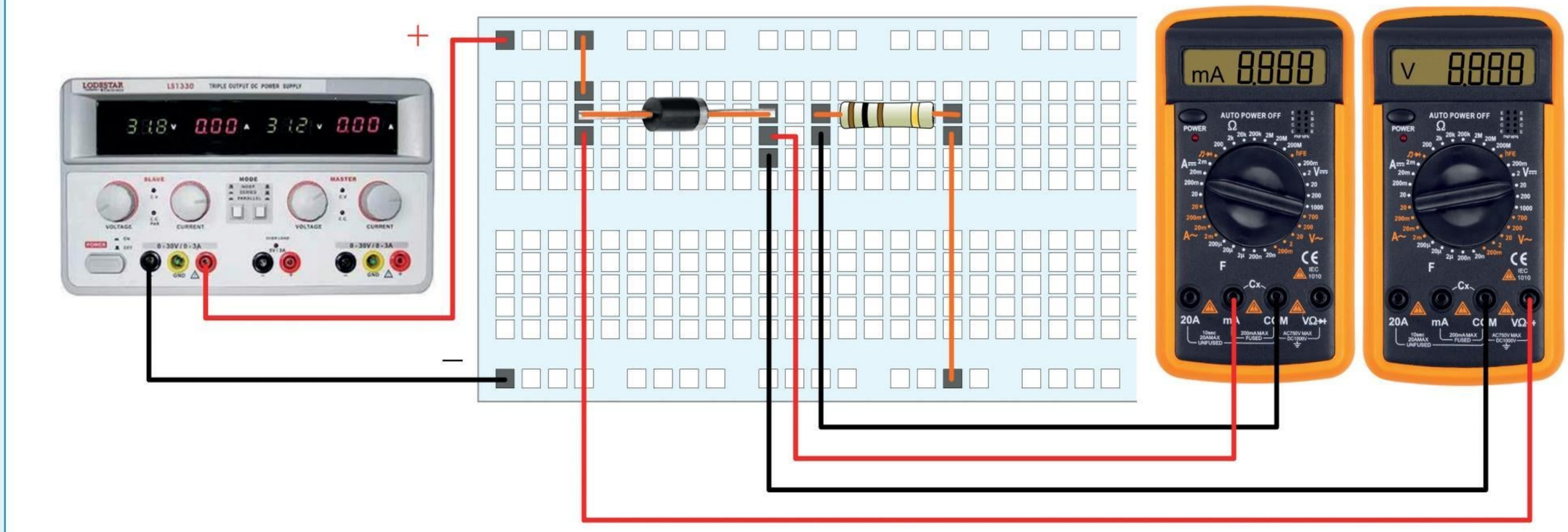


Figura 7.39. Montaje práctico sobre placa *protoboard*.

© Ediciones Paraninfo

7.5. Circuito para dos niveles de iluminación. Se trata de aprovechar la propiedad que posee el diodo semiconductor de conducir en un solo sentido. El circuito consiste, básicamente, en conectar en serie un diodo a una lámpara sometida a corriente alterna, tal como se indica en la Figura 7.40. Dado que el diodo solo permite el paso de la corriente en un solo sentido, los semiciclos negativos de la red de C.A. quedan anulados para la lámpara. De esta forma, la tensión que aparece en ella será igual al valor medio de los semiciclos positivos. Esta tensión viene a ser un poco menor de la mitad del valor eficaz de la tensión alterna original. Con este circuito, podemos conseguir reducir aproximadamente a la mitad la tensión a que sometemos a la lámpara y con ello reducir la potencia y la luminosidad que esta produce.

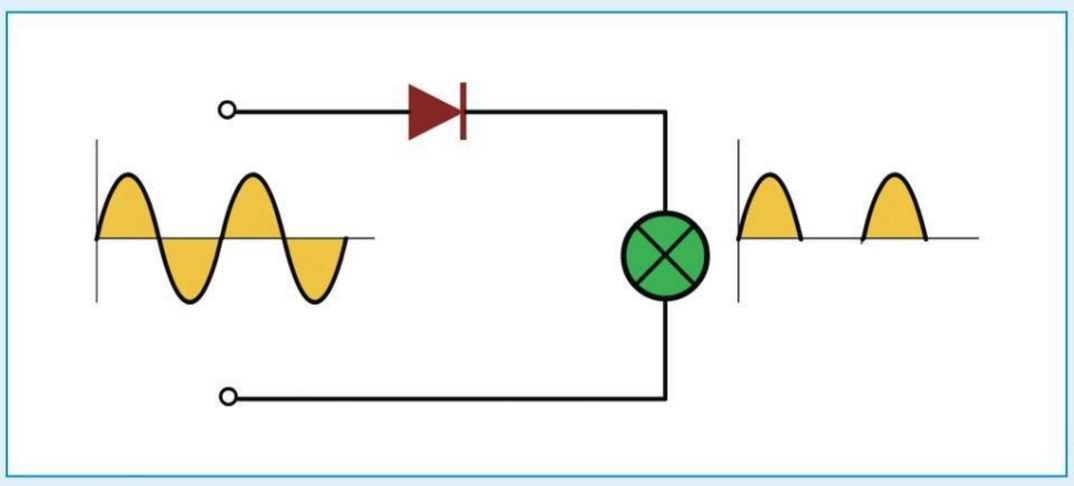


Figura 7.40. El diodo hace que la lámpara solo funcione durante la mitad del ciclo.

Para conseguir que la lámpara trabaje a dos niveles diferentes de iluminación se propone el circuito de la Figura 7.41.

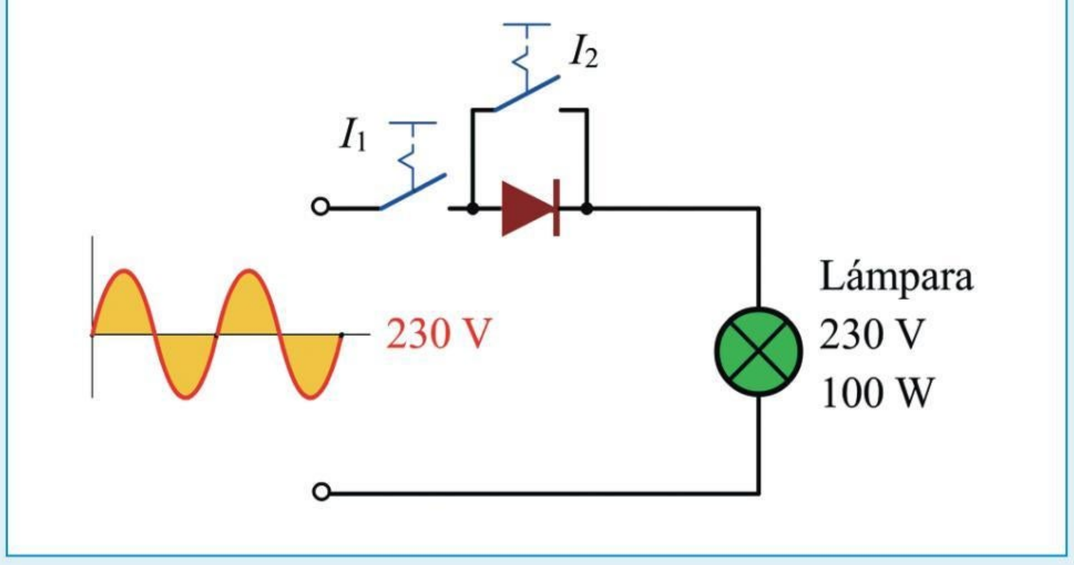


Figura 7.41. Circuito para conseguir dos niveles de iluminación.

Su funcionamiento es como sigue: estando el interruptor I_1 cerrado y el I_2 abierto, toda la corriente debe fluir por el diodo, por lo que, teniendo en cuenta que el valor eficaz de la C.A. es de 230 V, la tensión que aparece en la lámpara es igual a:

$$V_{medio} = \frac{V_{máx}}{\pi} = \frac{V_{eficaz} \cdot \sqrt{2}}{\pi} = \frac{230 \cdot \sqrt{2}}{\pi} = \frac{325}{\pi} = 104 \text{ V}$$

por lo que esta se enciende a media luz. Si ahora cerramos el interruptor I_2, el diodo queda puenteado y anulado, con lo que en la lámpara aparece toda la tensión y funciona a plena potencia.

Monta el circuito propuesto en la Figura 7.41 y comprueba su funcionamiento, midiendo las diferentes tensiones que aparecen en él para las dos posibilidades de iluminación.

El diodo que se utilizará para este montaje deberá ser capaz de soportar la corriente nominal del circuito, así como tener una tensión inversa de ruptura superior a la tensión máxima que bloquea (en este caso tendrá que ser mayor a 325 V). De los diodos que se exponen en la Tabla 7.2, ¿cuál se podría utilizar para esta aplicación?

Tabla 7.2.

Diodo	$V_{inversa\ pico}$	$I_{máx}$
1N4003	200 V	1 A
1N4004	400 V	1 A
1N5406	600 V	3 A

El diodo conectado en serie como reductor de la tensión en circuitos de C.A. para cargas resistivas también se puede utilizar para adaptar receptores de 110 V a redes de 230 V. También se suele usar para conseguir dos niveles de potencia en un calefactor eléctrico.

7.6. Identificación de componentes optoelectrónicos. Consigue los esquemas de algún circuito electrónico donde aparezcan diodos LED, fotodiodos y optoacopladores. Reconoce su ubicación en el circuito, comprueba su polarización y examina su función en dicho circuito.

Al finalizar cada una de estas actividades, deberás elaborar un informe-memoria sobre la actividad desarrollada, indicando los resultados obtenidos y estructurándolos en los apartados necesarios para su adecuada documentación (descripción del proceso seguido, medios utilizados, esquemas y planos utilizados, cálculos, medidas, etc.).

© Ediciones Paraninfo

Actividades de comprobación

7.1. ¿A qué tensión de polarización comienzan a conducir los diodos de silicio?

a) 0,3 V.

b) 1 V.

c) 0,6 V.

7.2. ¿A qué se debe una corriente inversa elevada por el diodo?

a) A la aplicación de una tensión directa también elevada.

b) A la aplicación de una tensión inversa también elevada.

c) A la elevación de la corriente por el diodo.

7.3. ¿Cuál es la disipación de potencia en un diodo de silicio polarizado directamente, si la tensión del diodo es de 0,7 V y la corriente es 500 mA?

7.4. Determina la corriente que se establece por un diodo de silicio que se conecta en serie con una resistencia de 1 kΩ al ser polarizado directamente por una fuente de tensión de 10 V.

7.5. En la Figura 7.42 está representada la curva característica del diodo comercial 1N4007. En el caso de que alimentemos a este diodo con una fuente de tensión de 5 V y a través de una resistencia limitadora de 5 Ω, determina la línea de carga, los valores de *V* y de *I*, en el punto de trabajo del diodo, para una temperatura de 25 °C y la disipación de potencia de este.

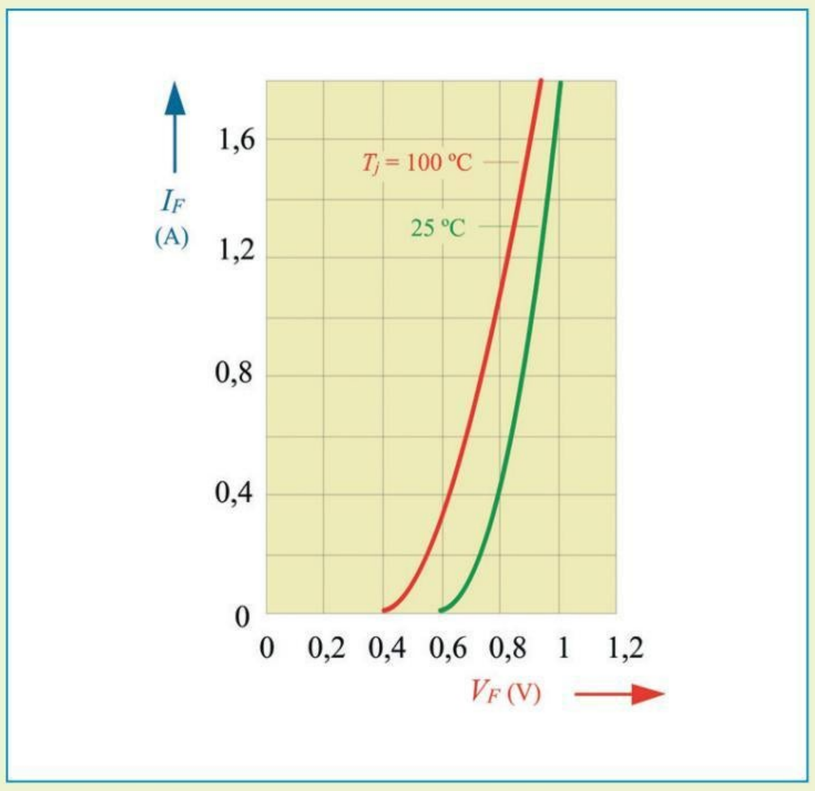


Figura 7.42. Curva característica del diodo 1N4007.

7.6. En la Tabla 7.3 se muestran algunas de las especificaciones de una serie de diodos. ¿Cuál de estos diodos trabajaría en óptimas condiciones en el circuito de la Figura 7.43?

Tabla 7.3.

Diodo	$V_{inversa\ pico}$	$I_{máx}$
1N914	75 V	200 mA
1N5404	400 V	3 A
1N4003	200 V	1 A

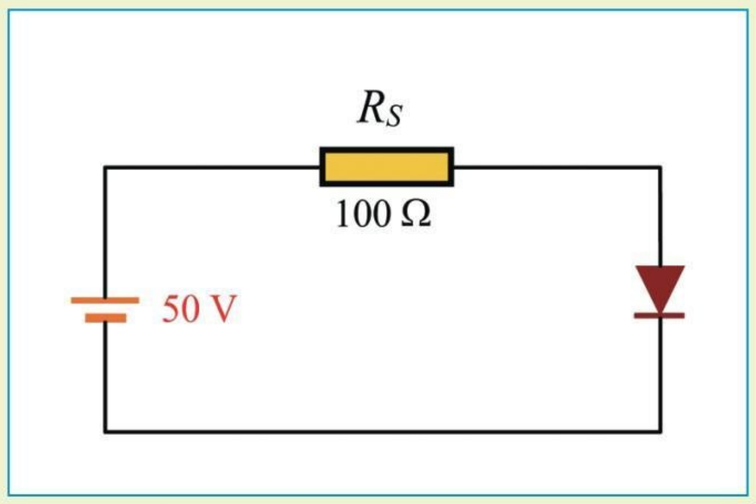


Figura 7.43.

7.7. ¿Qué valor deberá tener la resistencia R_s en el circuito de la Figura 7.43 para poder utilizar el diodo 1N914?

7.8. En el circuito de la Figura 7.43 se mide con un voltímetro una tensión de 0 V entre los terminales del diodo y 50 V entre los terminales de la fuente de alimentación, ¿cuál es la posible causa de esta anomalía?

a) La unión del diodo está en cortocircuito.

b) La unión del diodo ha quedado abierta.

c) Ninguna anomalía. El funcionamiento es el adecuado.

7.9. En el circuito de la Figura 7.43 se mide con un voltímetro una tensión de 50 V entre los terminales del diodo, ¿cuál es la razón de esta anomalía?

a) La unión del diodo está en cortocircuito.

b) La unión del diodo ha quedado abierta.

c) Ninguna anomalía. El funcionamiento es el adecuado.

7.10. ¿Qué resistencia comercial habrá que conectar a un diodo LED para que este trabaje con una corriente directa de unos 18 mA y una tensión directa de 2 V, si se le conecta a una tensión de 50 V?

© Ediciones Paraninfo

Actividades de ampliación

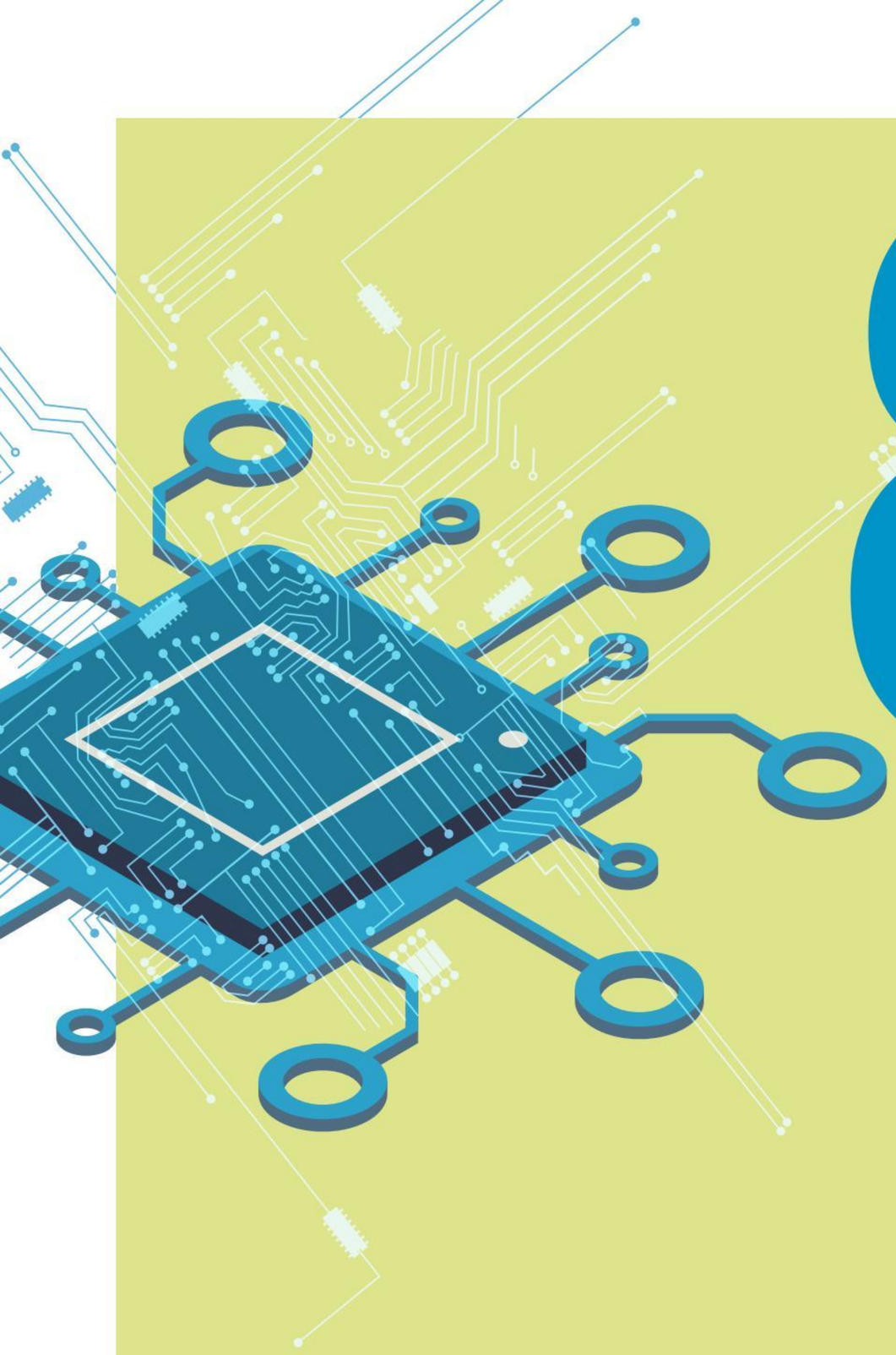
7.1. Busca en internet una relación completa de los diferentes encapsulados en los que se fabrican los diodos. Describe sus características, tamaño y el uso que se les da para las diferentes aplicaciones.

A modo de ejemplo, en la Figura 7.44 se muestra una tabla resumen de los encapsulados para los diodos más comunes.

DO-41	DO-35	TO-220AC	SOT-223
PWRTAB	SOD-27	SOD-57	SOD-80
SMA	Dpak	SOD-123	D618sl
DO-5	TO-3	TO-200AB	TO-48

Figura 7.44. Encapsulados para los diodos.

© Ediciones Paraninfo



8 Aplicación de los diodos a circuitos de rectificación

Contenidos

- **8.1.** Circuitos de rectificación
- **8.2.** Circuito rectificador de media onda
- **8.3.** Circuito rectificador de onda completa
- **8.4.** Rectificadores trifásicos
- **8.5.** El filtrado
- **8.6.** Construcción del circuito impreso y montaje de sus componentes

La energía eléctrica se produce en grandes cantidades en las centrales eléctricas en forma de corriente alterna y de esta forma es como se suministra a los usuarios. Para aquellas aplicaciones donde sea necesaria una alimentación con corriente continua (alimentación de equipos electrónicos, motores de C.C., equipos de carga de baterías, etc.) se necesita disponer de dispositivos que sean capaces de convertir la C.A. en C.C. Nos referimos a las fuentes de alimentación.

Como complemento práctico, aprenderemos las técnicas en el proceso de la elaboración de una placa de circuito impreso, así como las de soldadura y montaje de componentes electrónicos. Para ello, propondremos la elaboración de una pequeña fuente de alimentación básica.

Objetivos

- Analizar la tipología y las características funcionales de los circuitos de rectificación.
- Operar diestramente las herramientas utilizadas en las operaciones de sustitución, soldadura y desoldadura de componentes en circuitos electrónicos, asegurando la calidad final de las intervenciones.
- Diagnosticar averías en circuitos electrónicos analógicos de aplicación general, empleando procedimientos sistemáticos y normalizados en función de distintas consideraciones.

8.1. Circuitos de rectificación

Como circuito rectificador se conoce aquel que tiene la función de convertir o rectificar la C.A. en C.C. Dependiendo del número de diodos que utilicemos y cómo los conectemos, se pueden construir rectificadores de media onda y de onda completa.

Por lo general, los circuitos de rectificación suelen ser una parte importante de las fuentes de alimentación. Estas fuentes suelen disponer de un transformador con el objeto de reducir la tensión de la red eléctrica a valores más adecuados para los equipos que se van a alimentar.

Además de estos elementos, las fuentes de alimentación suelen incorporar en su etapa final un circuito de filtrado, con el fin de conseguir una corriente lo más continua posible.

En la Figura 8.1 se muestran, de una forma esquemática, las diferentes etapas de las fuentes de alimentación que vamos a estudiar en esta unidad.

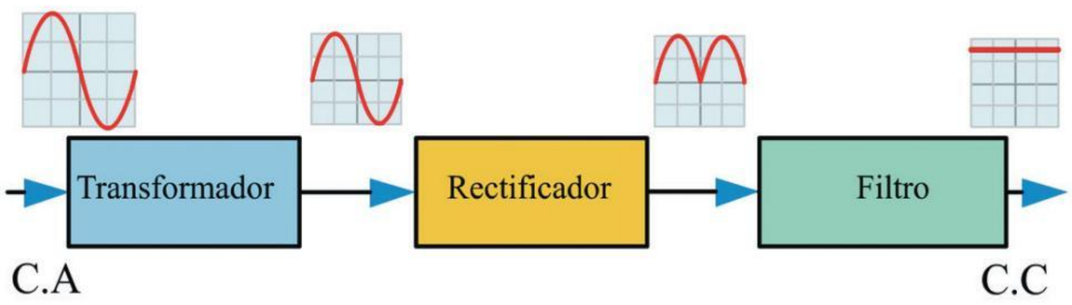


Figura 8.1. Etapas de una fuente de alimentación simple.

8.2. Circuito rectificador de media onda

Cuando se introduce una tensión de C.A. a la entrada del circuito, mostrado en la Figura 8.2, en la salida aparece una tensión de C.C. pulsante. La resistencia R_L representa al receptor al que se le suministra C.C.

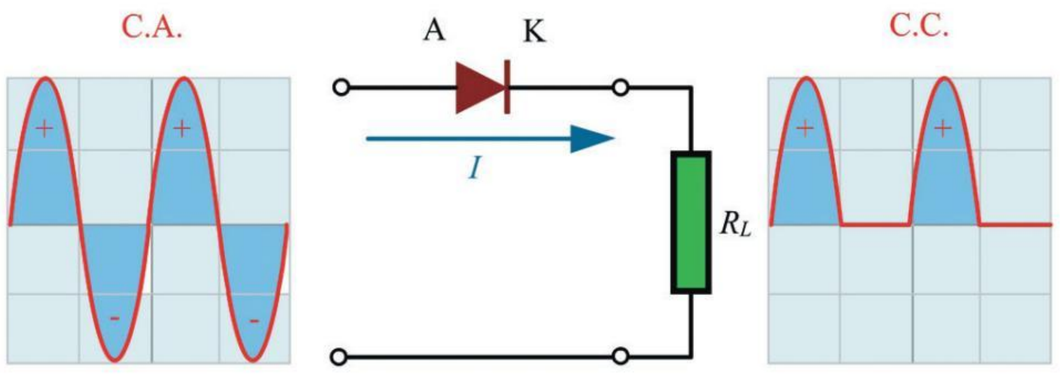


Figura 8.2. Circuito rectificador de media onda.

Este circuito funciona de la siguiente forma: en el momento en que los valores de la tensión instantánea son positivo y superiores a la tensión umbral del diodo (recuerda: 0,7 V para el silicio y 0,3 V para el germanio), este se polariza directamente y, por tanto, aparece una corriente eléctrica por R_L. En el instante en que la tensión de C.A. cambia de positiva a negativa (siguiente semiciclo), el diodo queda polarizado inversamente y, no teniendo en cuenta la corriente de fuga, la corriente por R_L se interrumpe. Por esta razón, este semiciclo no aparece en la curva de la tensión continua de la salida.

En el caso de que se invirtiese la polaridad del diodo, el resultado obtenido sería el que se muestra en la Figura 8.3.

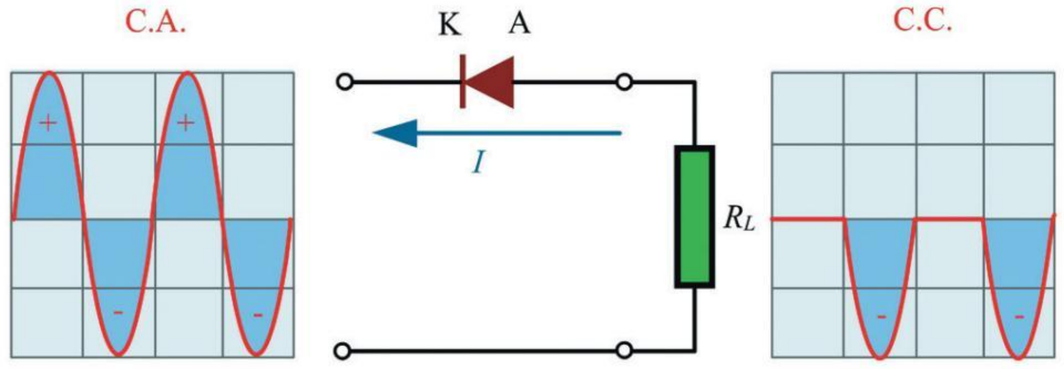


Figura 8.3. Al invertir el diodo aparece en la salida el semiciclo negativo.

Valor medio de tensión rectificada de media onda

Actividad experimental 8.1

Con ayuda del entrenador didáctico vamos a obtener, de una forma experimental, la relación existente entre el valor pico máximo de la tensión de C.A. aplicada a la entrada y el valor medio de C.C. de la tensión de salida correspondiente a un circuito rectificador de media onda. Para ello, monta el circuito de la Figura 8.4. A continuación, mide con un voltímetro de C.A. el valor eficaz de la tensión de entrada (V_1) y con un voltímetro de C.C. el valor medio de la tensión de salida del rectificador (V_2).

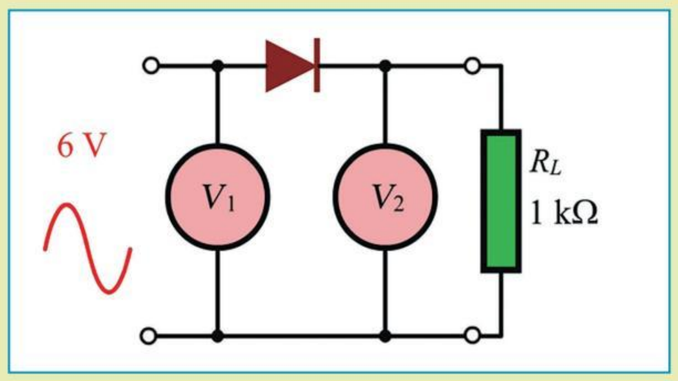


Figura 8.4.

Teniendo en cuenta que la relación existente entre el valor pico máximo de la C.A. y su correspondiente valor eficaz es: $V_{máx} = \sqrt{2}\ V_{eficaz}$ determina la relación aproximada entre el valor medio de la onda rectificada (V_2) y el valor pico máximo.

En el caso de que se desprecie la caída de tensión producida por el diodo y considerando que el valor máximo de la tensión no varía, se puede demostrar matemáticamente que el valor medio de la señal de media onda es igual a:

$$V_{med} = \frac{V_{máx}}{\pi}$$

© Ediciones Paraninfo

A este valor también se lo denomina de C.C., ya que va a ser el que aparezca en la lectura de un voltímetro de C.C. ($V_{med} = V_{CC}$).

Si tenemos en cuenta que en el diodo aparece una caída de tensión de unos 0,7 V, tendremos una tensión para la carga de:

$$V_{CC} = \frac{V_{máx} - 0{,}7}{\pi}$$

Actividad resuelta 8.1

¿Cuál será la lectura de un voltímetro de C.C. conectado a la salida de un rectificador de media onda si a su entrada se le aplica una tensión alterna senoidal de 230 V de valor eficaz?

Solución:

Primero calculamos el valor máximo de la tensión:

$$V_{máx} = V_{efi}\sqrt{2} = 230 \cdot \sqrt{2} = 325{,}27 \text{ V}$$

$$V_{CC} = \frac{325{,}27 - 0{,}7}{\pi} = 103{,}31 \text{ V}$$

Intensidad de corriente por el diodo

Para determinar esta corriente, lo único que hay que hacer es tener en cuenta la tensión de C.C., la resistencia de carga R_L:

$$I_{CC} = \frac{V_{CC}}{R_L}$$

Hay que tener en cuenta que, en este tipo de rectificadores, la corriente que atraviesa al diodo rectificador es la misma que fluye por la carga.

Es muy importante conocer el valor de la corriente de C.C. por el diodo, ya que esta no debe ser mayor, en ningún caso, a la corriente nominal que aparece en las hojas de especificaciones técnicas que proporciona el fabricante de diodos. En caso contrario, pondríamos en peligro al diodo, por no poder disipar el calor generado por efecto Joule en el mismo (véase la Práctica de laboratorio 8.2, dentro de las Actividades finales, propuesta al final de esta unidad).

Tensión inversa máxima del diodo

En el semiciclo en el que el diodo no conduce, este se polariza inversamente y se comporta como un interruptor abierto. Si ahora analizamos la malla cerrada que se forma en el circuito de la Figura 8.5, observaremos que toda la tensión que ha sido bloqueada aparece en los terminales de dicho diodo. Como es lógico, deberemos evitar a toda costa que el diodo trabaje con tensiones inversas mayores que su tensión inversa pico, de lo contrario se alcanzaría la ruptura de este. Este aspecto será de vital importancia a la hora de dimensionar los diodos necesarios para un circuito de rectificación (véase la Práctica de laboratorio 8.2, dentro de las Actividades finales, propuesta al final de esta unidad).

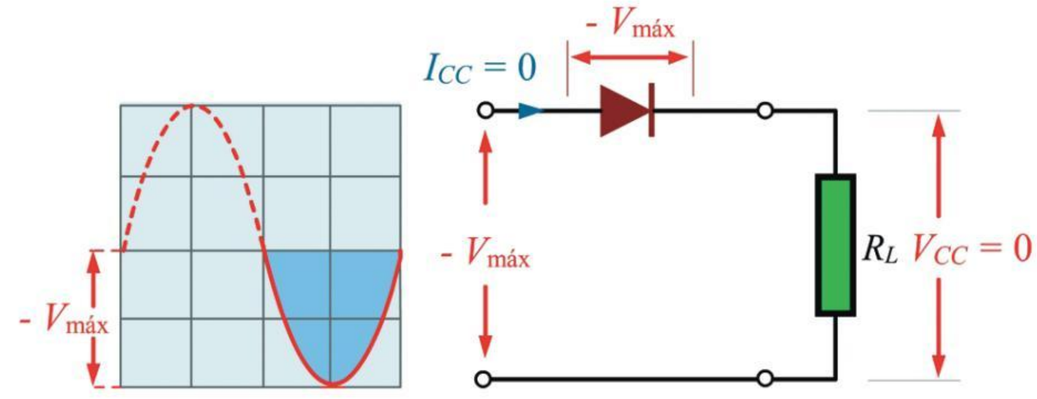


Figura 8.5. En polarización inversa el diodo soporta la tensión máxima de la C.A.

8.3. Circuito rectificador de onda completa

El circuito rectificador de media onda no proporciona una corriente continua demasiado perfecta. Esto es debido a que solo es rectificada la mitad de un ciclo de la corriente alterna.

Para mejorar la rectificación, de tal forma que queden rectificados tanto los semiciclos positivos como los negativos, se hace necesario utilizar otro tipo de circuitos, como el rectificador de onda completa mediante el transformador con toma intermedia o el puente rectificador de onda completa.

8.3.1. Rectificador de onda completa mediante transformador con toma intermedia

Para realizar este circuito, es necesario disponer de un transformador especial que posea una toma intermedia en su bobinado secundario y un par de diodos semiconductores. El circuito quedaría tal como se muestra en la Figura 8.6.

Al realizar la conexión en el punto intermedio del bobinado del secundario, se consigue dividir a la mitad la tensión que aparece en cada una de las dos partes de dicho bobinado.

En el circuito rectificador de la Figura 8.6(a), se puede apreciar cómo en el primer semiciclo la tensión de salida de la parte superior del bobinado del secundario del transformador polariza directamente al diodo D_1 y hace que circule una intensidad I por la resistencia R_L (R_L hace las veces de receptor o carga). Durante este semiciclo, el diodo D_2 permanece polarizado inversamente y, por consiguiente, no conduce ninguna corriente.

© Ediciones Paraninfo

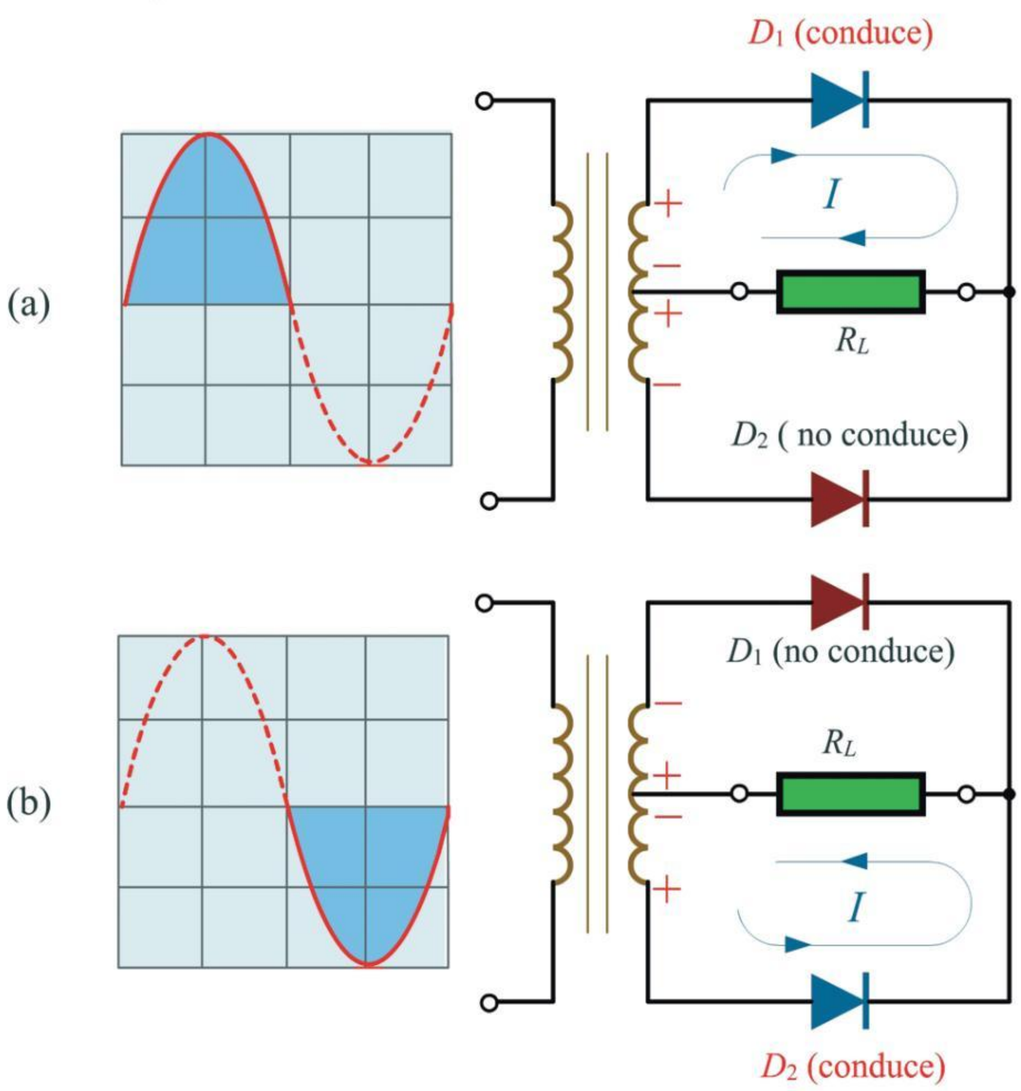


Figura 8.6. Circuito rectificador de onda completa.

En el siguiente semiciclo la tensión cambia de polaridad y la tensión de salida de la parte inferior del bobinado polariza ahora directamente al diodo D_2, mientras que el diodo D_1 queda polarizado inversamente. Por tanto, ahora circula la corriente por D_2 y por la resistencia de carga R_L según se indica en la Figura 8.6(b).

A la vista de los resultados, se puede observar que la corriente que atraviesa a la resistencia de carga fluye siempre en el mismo sentido, tanto si conduce D_1 como si lo hace D_2, por lo que la tensión que aparecerá en la resistencia de carga (tensión de salida del rectificador) es de onda completa, tal como se muestra en la Figura 8.7.

La tensión que aparece en cada una de las dos mitades del secundario corresponde a la mitad de la tensión que surge en el conjunto de los terminales de salida del transformador.

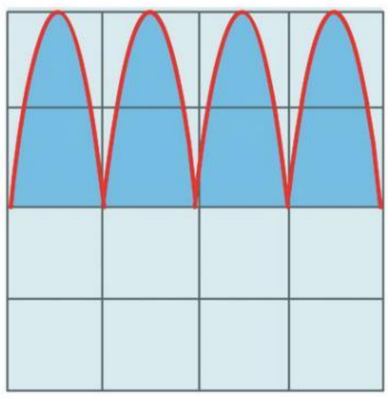


Figura 8.7. Tensión rectificada en R_L.

Hay que hacer notar que, mediante este sistema, el transformador deberá disponer de un bobinado secundario con el doble de espiras. Esto encarece sensiblemente el sistema.

8.3.2. El puente rectificador

Esta otra forma de obtener una tensión rectificada de onda completa es mucho más empleada que la anterior, ya que resulta más económica, posee un gran rendimiento y no necesita un transformador de toma intermedia.

El puente rectificador consta de cuatro diodos (Figura 8.8), que en muchos casos se encierran en un componente compacto, tal como se muestra en la Figura 8.9.

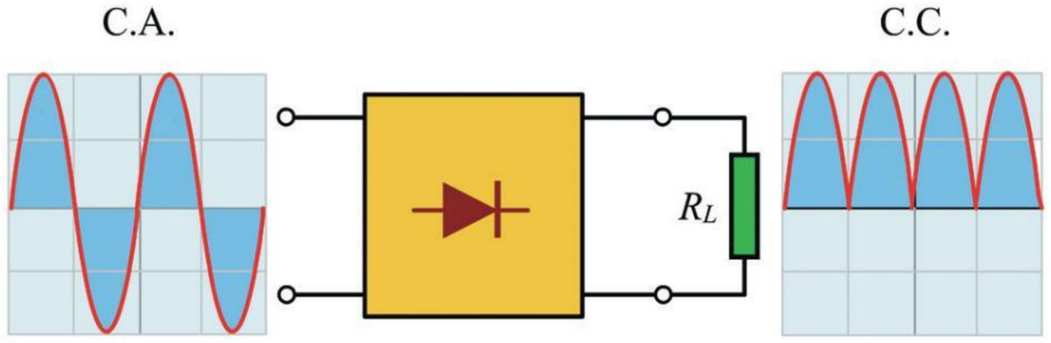


Figura 8.8. Puente rectificador.

Figura 8.9. Puente rectificador integrado.

Veamos a continuación en qué consiste su funcionamiento.

En el semiciclo positivo los diodos D_2 y D_3 se polarizan directamente, lo que provoca la circulación de una corriente por la carga R_L en la dirección que se muestra en la Figura 8.10(a). Por otro lado, los diodos D_1 y D_4 quedan polarizados inversamente y no conducen.

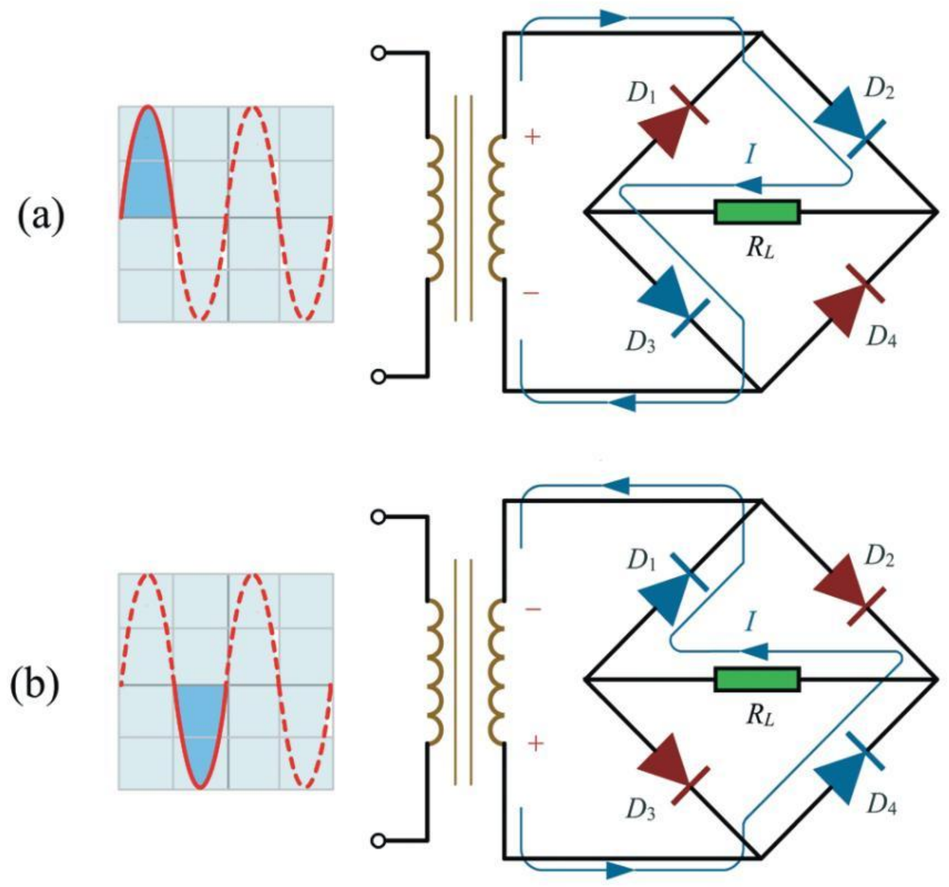


Figura 8.10. Funcionamiento del puente rectificador. (a) Conducen los diodos D_2 y D_3 mientras que D_1 y D_4 permanecen bloqueados. (b) Conducen D_1 y D_4 mientras que D_2 y D_3 bloquean la corriente.

© Ediciones Paraninfo

En el semiciclo negativo los diodos D_1 y D_4 comienzan a conducir por estar polarizados directamente y dejan de hacerlo D_2 y D_3. La dirección de la corriente que se establece por R_L es la misma que en el caso anterior [Figura 8.10(b)].

En conclusión, la tensión que aparece en la carga posee siempre la misma polaridad, igual que ocurría en el otro rectificador de onda completa. En la Figura 8.11 se puede apreciar la forma de la tensión de salida del puente rectificador, así como los tiempos de conducción para cada uno de los cuatro diodos.

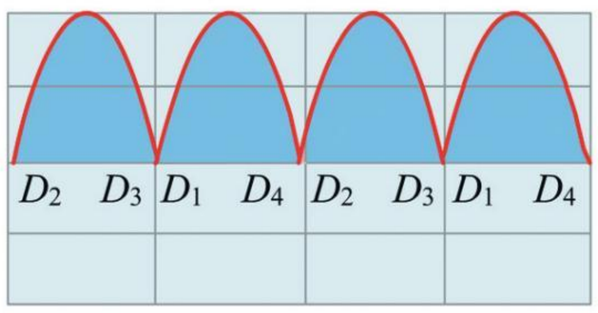


Figura 8.11. Tensión de salida de un puente rectificador.

Valor medio de tensión rectificada de onda completa

Si comparamos las curvas correspondientes a los dos tipos de rectificadores, estudiados hasta ahora, enseguida podemos comprobar que el valor medio de la tensión de salida de un rectificador de onda completa es el doble que el de media onda. Además, habrá que tener en cuenta que el circuito siempre se conduce por dos de los diodos en serie en cada semiciclo y, por tanto, en una aproximación más exacta, para hacer este cálculo habría que restar la tensión de polarización que se produce en cada uno de ellos ($2 \cdot 0{,}7 = 1{,}4$ V).

$$V_{CC} = 2\,\frac{(V_{máx} - 1{,}4)}{\pi}$$

Corriente nominal por los diodos

Dado que las corrientes que circulan por cada pareja de diodos solo lo hacen en la mitad de un periodo de la C.A., el valor medio para la intensidad de corriente de C.C. será la mitad de la que fluye por la resistencia de carga.

En la carga:

$$I_{CC} = \frac{V_{CC}}{R_L}$$

y en los diodos:

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{I_{CC}}{2}$$

Tensión inversa pico de los diodos

Para calcular la tensión inversa pico a que quedan sometidos los diodos bastará con tener en cuenta la tensión máxima proporcionada por el secundario del transformador de alimentación.

$$V_{\text{inversa pico}} = V_{máx}$$

Actividad resuelta 8.2

En el circuito rectificador de onda completa de la Figura 8.10, el transformador proporciona una tensión en el secundario de 12 V. Teniendo en cuenta la caída de tensión producida en los diodos, calcula la tensión y corriente de C.C. de la resistencia de carga de 24 Ω. Averigua también la corriente nominal de los diodos, así como su tensión inversa pico.

Solución:

La tensión pico máxima que aparece en el secundario de transformador es:

$$V_{máx} = V \cdot \sqrt{2} = 12 \cdot \sqrt{2} = 16{,}97 \text{ V}$$

Teniendo en cuenta que los diodos conducen de dos en dos en conexión serie, y que se produce una caída de tensión en cada uno de 0,7 V ($2 \cdot 0{,}7$ V = 1,4 V), el valor medio de la tensión de C.C. rectificada y de la corriente por la carga será entonces:

$$V_{CC} = 2\,\frac{V_{máx} - 1{,}4}{\pi} = 2\,\frac{16{,}97 - 1{,}4}{\pi} = 9{,}91 \text{ V}$$

$$I_{CC} = \frac{V_{CC}}{R_L} = \frac{9{,}91}{10} = 0{,}991 \text{ A} = 991 \text{ mA}$$

Los diodos conducen durante un semiciclo, para dejar de hacerlo al siguiente, por lo que el valor medio de su corriente será la mitad que en la carga.

$$I_D = \frac{I_{CC}}{2} = \frac{991}{2} = 496 \text{ mA}$$

La tensión inversa pico que soporta cada diodo será igual a la máxima suministrada por el secundario del transformador.

$$V_{\text{inversa pico}} = 16{,}97 \text{ V}$$

8.4. Rectificadores trifásicos

Cuando se quieren obtener grandes potencias de salida de C.C. resulta más conveniente la utilización de circuitos rectificadores trifásicos. Mediante estos circuitos se consigue mejorar sensiblemente la uniformidad de la tensión continua de salida.

© Ediciones Paraninfo

8.4.1. Circuito rectificador trifásico de media onda

En la Figura 8.12 se muestra el circuito correspondiente a un rectificador trifásico de media onda. En él se conectan tres diodos a la salida de un transformador trifásico con el secundario conectado en estrella. De esta forma, los diodos se conectan a cada una de las tensiones de fase del transformador, constituyendo tres circuitos monofásicos de media onda.

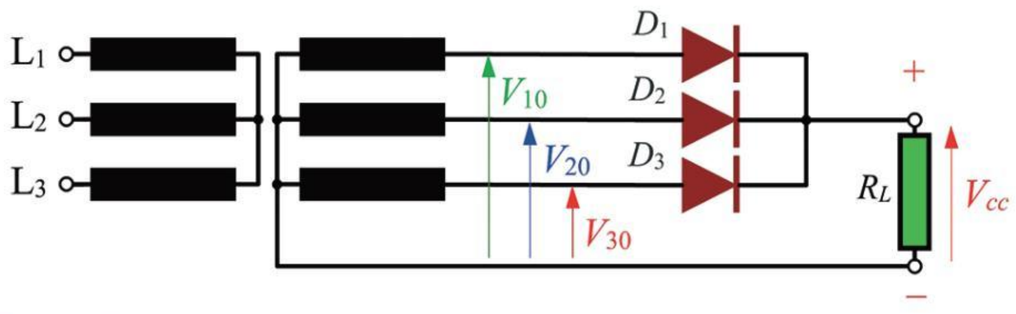


Figura 8.12. Circuito de un rectificador trifásico de media onda.

Como se aprecia en la Figura 8.13, correspondiente a la tensión de salida del rectificador, cada uno de los diodos conduce durante el tiempo que la tensión de fase correspondiente posee un valor más alto que las otras dos. La corriente fluye por cada uno de los diodos alternativamente, de tal forma que cada uno de los mismos solo conduce durante un tercio de la corriente de salida. Para calcular la corriente por cada uno de los diodos habrá que dividir por tres la corriente por la carga.

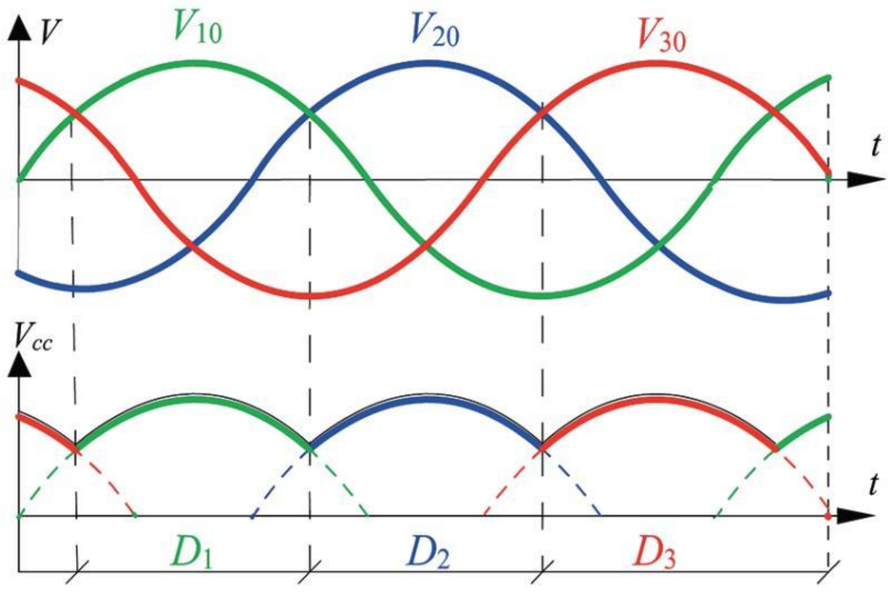


Figura 8.13. Tensión de entrada y salida de un rectificador trifásico de media onda.

8.4.2. Circuito rectificador trifásico de onda completa

Al igual que ocurría con los monofásicos, con este circuito rectificador se consigue una tensión continua de salida mucho más uniforme que con el de media onda. Además no requiere del neutro para su conexión. Por estas razones, el rectificador de onda completa es el que se emplea en aplicaciones industriales.

En la Figura 8.14 se muestra el circuito correspondiente a un rectificador trifásico de onda completa, donde se conectan tres pares de diodos rectificadores en paralelo con la carga a alimentar, conectándose los puntos de interconexión de los mismos a cada uno de los terminales de salida del transformador trifásico.

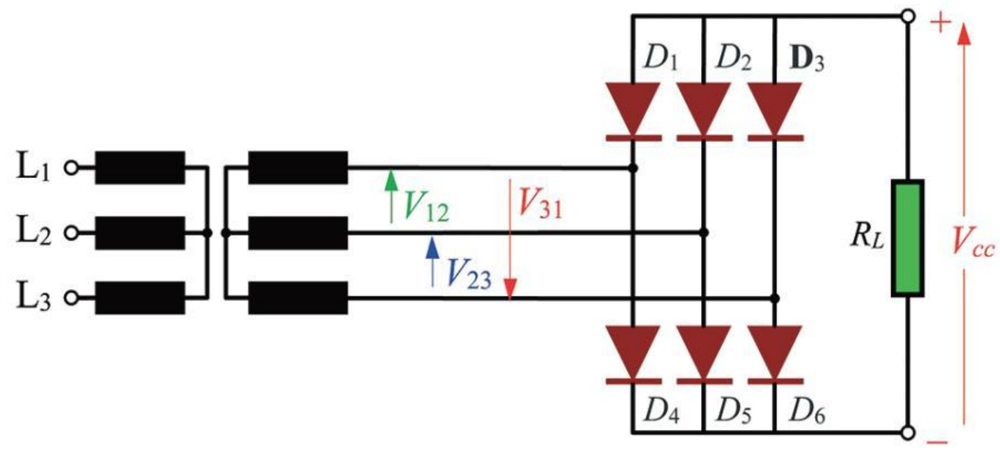


Figura 8.14. Circuito de un rectificador trifásico de onda completa.

Como se puede comprobar en la Figura 8.15 cada pareja de diodos se va sucediendo en la conducción, apareciendo en la salida una tensión continua con seis pulsos por periodo.

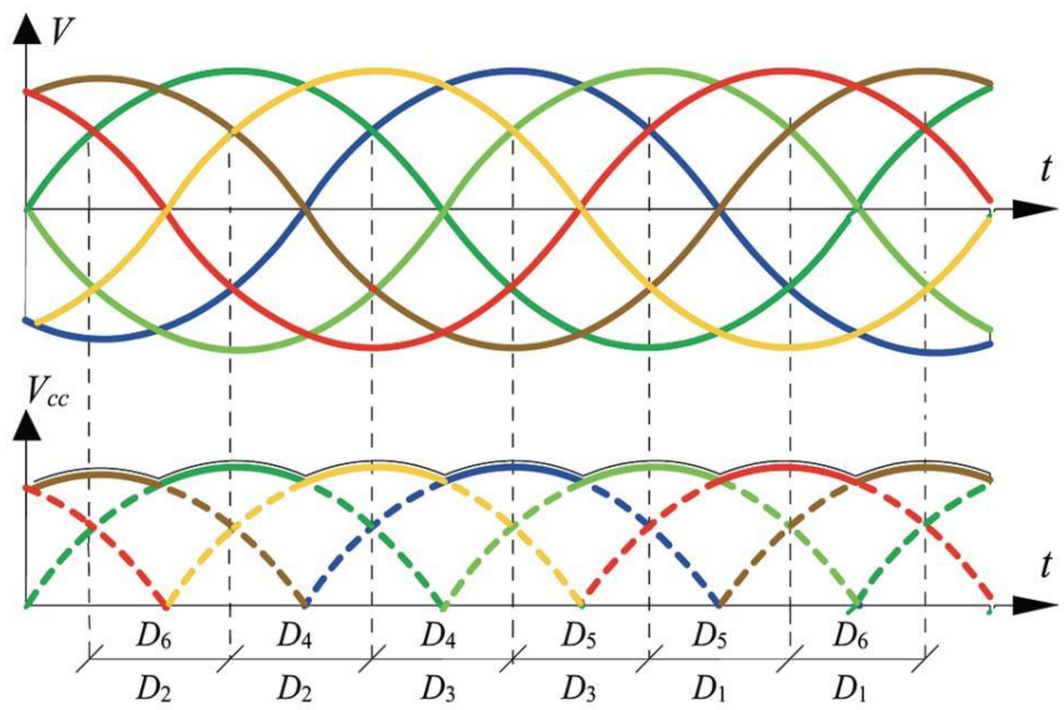


Figura 8.15. Tensión de entrada y salida de un rectificador trifásico de onda completa.

8.5. El filtrado

La corriente de salida de un rectificador no se corresponde a una corriente continua ideal, como por ejemplo la que proporcionan las pilas y acumuladores. Normalmente esta corriente es de tipo pulsatorio, lo cual implica que existen variaciones de amplitud en ella. Este tipo de corriente no es muy recomendable en la mayoría de las aplicaciones, sobre todo para la alimentación de equipos electrónicos. Así, por ejemplo, si alimentásemos un amplificador de sonido, o un receptor de radio, con un circuito rectificador sin filtrado podríamos comprobar cómo aparece un zumbido de baja frecuencia en la salida del altavoz.

En la Figura 8.16(a) se muestra el aspecto de una C.C. pura, tal como la proporciona una pila. En contraste, en la Figura 8.16(b) aparece una C.C. pulsatoria procedente de un rectificador de onda completa.

© Ediciones Paraninfo

La misión de los circuitos de filtrado es la de reducir las variaciones de amplitud de la corriente y conseguir que la corriente sea lo más constante posible en la carga a alimentar. Cuando se consigue esto se dice que se ha reducido la componente de corriente alterna de la corriente de salida del rectificador o que se ha reducido el rizado.

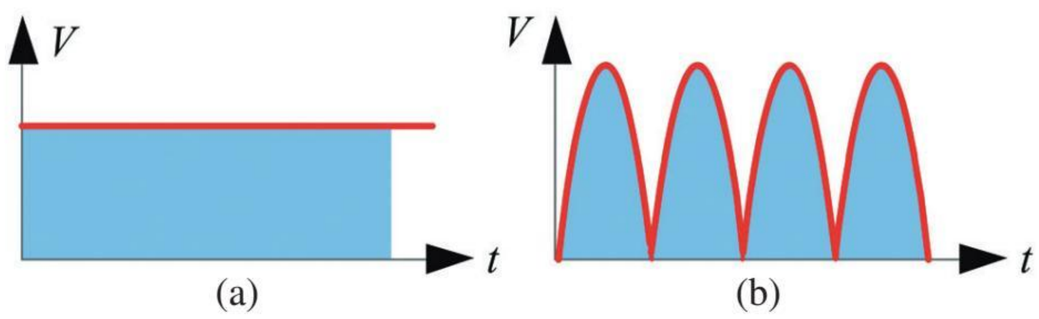


Figura 8.16. Aspecto de una corriente continua. (a) Pura. (b) Pulsatoria.

Los circuitos de filtrado se pueden realizar con: a) un condensador, b) redes formadas por inductancias y condensadores.

8.5.1. Filtro con condensador

Para conseguir los efectos de filtrado con este sistema se conecta un condensador de gran capacidad (normalmente electrolítico) en paralelo con la salida del rectificador. Evidentemente, el rizado que aparece en la tensión de salida será mucho más acentuado en el caso del rectificador de media onda que en el de onda completa. Por esta razón, nos concentraremos en el estudio de los filtros para estos últimos rectificadores, ya que son los que tienen más aplicaciones prácticas.

Actividad experimental 8.2

Consigue un puente rectificador encapsulado, aliméntalo con C.A. y conecta la salida de C.C. del mismo a una resistencia de carga.

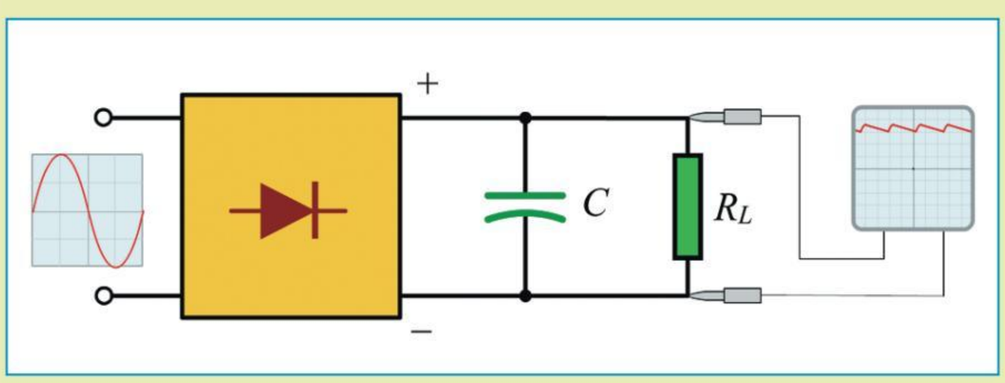


Figura 8.17. Verificación del efecto de filtrado de un condensador.

Seguidamente, mide con un osciloscopio la tensión en la resistencia de carga, visualizando la onda. A continuación, conecta un condensador de 1.000 µF en paralelo con la carga y repite la medida con el osciloscopio. Compara los resultados obtenidos en ambos casos (Figura 8.17).

Habrás podido comprobar que la tensión que aparece ahora en la pantalla del osciloscopio ya no posee tantas ondulaciones y que el valor medio de la tensión de salida ha aumentado.

Repite esta misma experiencia sustituyendo el puente rectificador de onda completa por uno de media onda. ¿Qué diferencias aprecias en la forma de la tensión de salida con respecto al anterior?

El aspecto que tiene la tensión de salida en un circuito rectificador de onda completa con condensador de filtrado es como el que se muestra en la Figura 8.18.

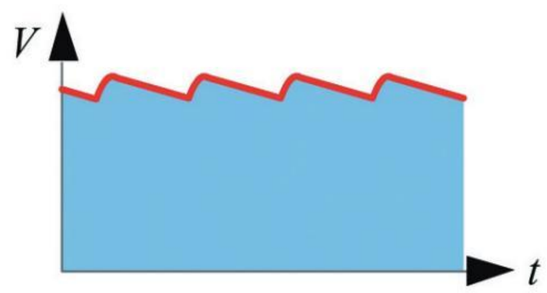


Figura 8.18. Tensión de salida de un rectificador con condensador de filtro.

Para poder explicar cómo actúa el condensador en el filtrado, en la Figura 8.19 se muestra la tensión de salida del filtro en superposición con la tensión de rectificación de onda completa aplicada a la entrada de dicho filtro.

0 a t_1 → el rectificador conduce y se carga el condensador.

t_1 a t_2 → el condensador se descarga y deja de conducir el rectificador.

t_2 a t_3 → el rectificador conduce y se carga el condensador.

t_3 a t_4 → el condensador se descarga y deja de conducir el rectificador.

t_4 a t_5 → etc.

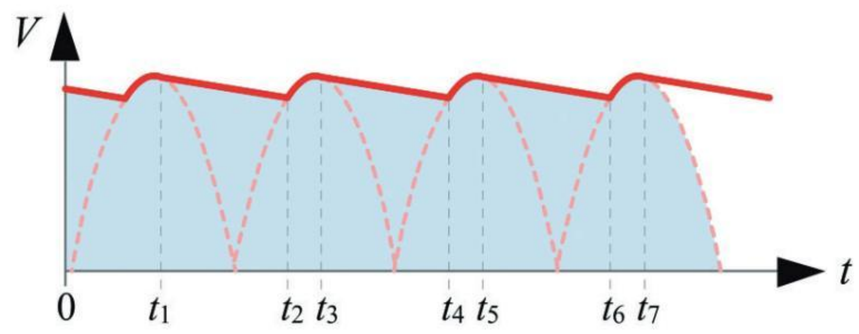


Figura 8.19. Tiempos de carga y descarga del condensador de filtro.

El funcionamiento de este filtro es como sigue:

En el primer instante (0 a t_1), los diodos del rectificador se polarizan directamente y el condensador se carga de energía mientras la tensión aplicada a sus bornes vaya en aumento. Una vez superada la tensión máxima (t_1) y mientras la tensión desciende de valor, los diodos del rectificador se polarizan inversamente, ya que la tensión con

© Ediciones Paraninfo

que ha quedado cargado el condensador es algo superior a la aplicada a estos. En consecuencia, los diodos dejan de conducir (t_1 a t_2) y el condensador descarga la energía acumulada por la resistencia de carga R_L.

Este fenómeno se repite continuamente en cada uno de los ciclos de tensión pulsatoria de salida del rectificador, manteniendo así la tensión en la carga a un valor más constante.

Cuanto más constante sea la tensión de salida, más calidad de C.C. poseerá la tensión rectificada. Se dice, entonces, que se reduce su rizado.

El rizado que todavía perdura en la tensión de salida del filtro es debido a la carga y descarga del condensador. Un modo de aminorar el rizado consiste en aumentar el tiempo de descarga del condensador, lo cual se consigue con condensadores de gran capacidad o lo que es lo mismo, aumentando la constante de tiempo de descarga, la cual está en función del producto de $R_L\ C$.

El rizado

A las variaciones de tensión que aparecen en la salida del filtro se las denomina **tensión de rizado.** La tensión de rizado se debe a las sucesivas cargas y descargas del condensador. Según la Figura 8.20 la tensión de rizado será igual a la diferencia de las tensiones $V_1 - V_2$, donde V_1 es el valor más alto de la tensión de salida y además corresponde con el valor instantáneo de la tensión a la que comienza a descargarse el condensador (t_1) y V_2 el valor más bajo de dicha tensión y se corresponde con el valor instantáneo de la tensión a la que termina la descarga del condensador (t_2).

$$V_{riz} = V_1 - V_2$$

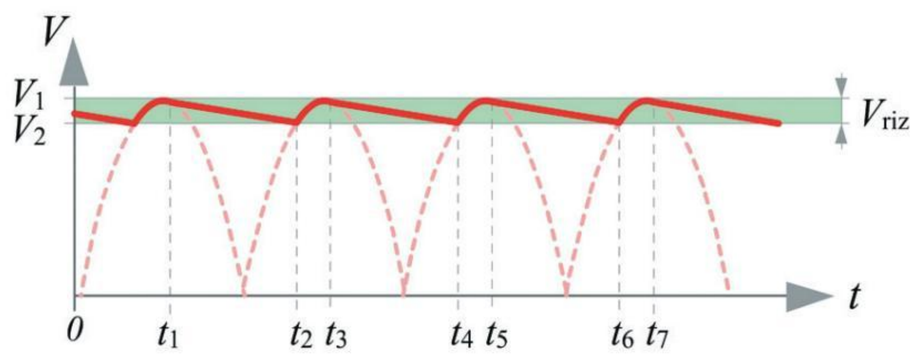


Figura 8.20. Tensión de rizado.

Es posible establecer una relación matemática entre la tensión de rizado y la capacidad del condensador mediante la siguiente expresión:

$$V_{riz} = \frac{I}{fC}$$

V_{riz} = Tensión de rizado en voltios.
I = Corriente de C.C. por la carga en amperios.
f = Frecuencia del rizado en hercios.
C = Capacidad del condensador en faradios.

Esta expresión nos indica que es posible reducir la tensión de rizado con condensadores de gran capacidad. Por otro lado, también nos indica que, según aumenta la corriente por la carga, al ser más rápidas las descargas del condensador, la tensión de rizado aumenta, disminuyendo, por tanto, el valor medio de la tensión de salida de la fuente de alimentación.

Esta última apreciación es muy importante a la hora de diseñar una fuente de alimentación que tenga que alimentar a cargas de potencia variable, ya que la tensión de salida se hará más pequeña para corrientes de carga elevadas. En posteriores unidades estudiaremos los circuitos estabilizadores (reguladores de tensión) que consiguen mantener la tensión dentro de un margen razonablemente estable.

Actividad resuelta 8.3

Determina la tensión de rizado de un puente rectificador al que se le alimenta con C.A. de la red a 50 Hz, si al conectar un condensador electrolítico de 600 µF circula por la carga una corriente de 100 mA.

Solución:

Dado que se trata de un rectificador de onda completa, la frecuencia de rizado de la tensión continua a su salida será el doble que la de la alimentación de C.A., es decir, 100 Hz (para comprobarlo, observa las formas de onda de entrada y salida del puente rectificador en la Figura 8.8).

$$V_{riz} = \frac{I}{fC} = \frac{0{,}1}{100 \cdot 600 \cdot 10^{-6}} = 1{,}67\ \text{V}$$

Por lo general, se diseña el condensador para conseguir una tensión de rizado correspondiente al 10 % de la tensión pico máxima.

Por último indicar que, cuando se utilizan condensadores de alta capacidad, el valor medio de la tensión de C.C. en la carga se aproxima bastante a la tensión pico máxima. En la práctica, para determinar este valor bastará con restar a esta cantidad la mitad de la tensión de rizado, es decir:

$$V_{CC} = V_{máx} - \frac{V_{riz}}{2}$$

Actividad resuelta 8.4

Determina la tensión de C.C. en la carga de un rectificador con filtro por condensador, si la tensión máxima en la salida es de 12 V.

© Ediciones Paraninfo

Solución:

Aplicando la regla de diseño del 10 %, la tensión de rizado será el 10 % de la tensión máxima:

$$V_{riz} = 12 \cdot \frac{10}{100} = 1{,}2 \text{ V}$$

$$V_{CC} = V_{máx} - \frac{V_{riz}}{2} = 12 - \frac{1{,}2}{2} = 11{,}4 \text{ V}$$

Actividad resuelta 8.5

En la Figura 8.21 se muestra un puente rectificador con filtro por condensador. Diseña el condensador de filtrado siguiendo la regla del 10 %. Determina también la tensión de C.C. en la carga, la tensión de rizado, así como la corriente por la carga.

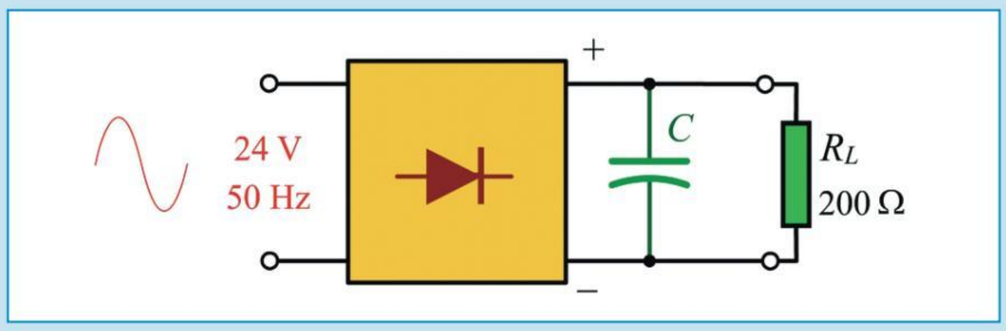


Figura 8.21.

Solución:

La tensión pico máxima de la C.A. aplicada al puente es:

$$V_{máx} = V \cdot \sqrt{2} = 24 \cdot \sqrt{2} = 33{,}94 \text{ V}$$

La tensión de rizado será el 10 % de esta cantidad:

$$V_{riz} = V_{máx} \frac{10}{100} = 33{,}94 \frac{10}{100} = 3{,}39 \text{ V}$$

Para determinar la tensión de C.C. en la carga sustraeremos a la tensión pico máxima el valor correspondiente a la mitad de la tensión de rizado. Para ser más exactos también podemos sustraer la caída de tensión de los diodos, que en este caso será de 1,4 V.

$$V_{CC} = V_{máx} - \frac{V_{riz}}{2} - 1{,}4 \text{ V} = 33{,}94 - \frac{3{,}39}{2} - 1{,}4 = 30{,}85 \text{ V}$$

Para esta tensión, la corriente por la carga será:

$$I_{CC} = \frac{V_{CC}}{R_L} = \frac{30{,}85}{200} = 0{,}15 \text{ A}$$

Para determinar la capacidad del condensador, aplicamos la expresión conocida y despejamos *C*:

$$V_{riz} = \frac{I}{fC} \rightarrow C = \frac{I}{fV_{riz}} = \frac{0{,}15}{100 \cdot 3{,}39} =$$

$$= 442 \cdot 10^{-6} \text{ F} = 442 \text{ µF}$$

8.5.2. Filtros en fuentes de alimentación avanzadas

La construcción de fuentes de alimentación equipadas con transformador, puente rectificador y condensador de filtro, se ha quedado limitado para la alimentación de sistemas que no requieran de una gran calidad en la tensión de salida, como por ejemplo, las lámparas LED que se utilizan en iluminación.

Este tipo simple de fuente de alimentación presenta varios problemas:

1. Para conseguir a la salida una tensión de rizado reducido y aceptable, se necesitan condensadores muy voluminosos de gran capacidad.
2. Estas fuentes tienden a dar una tensión a su salida que tiende a decrecer según se aumenta la demanda de corriente del receptor (caída de tensión). Esta inestabilidad puede producir interferencias en el funcionamiento correcto de los sistemas electrónicos que alimenta.
3. El transformador utilizado tiende a ser demasiado voluminoso y pesado para fuentes de alimentación de más potencia.

Todos estos problemas se resuelven hoy en día con el empleo de fuentes de alimentación conmutadas para el suministro de tensión continua en la mayoría de los equipos electrónicos comerciales.

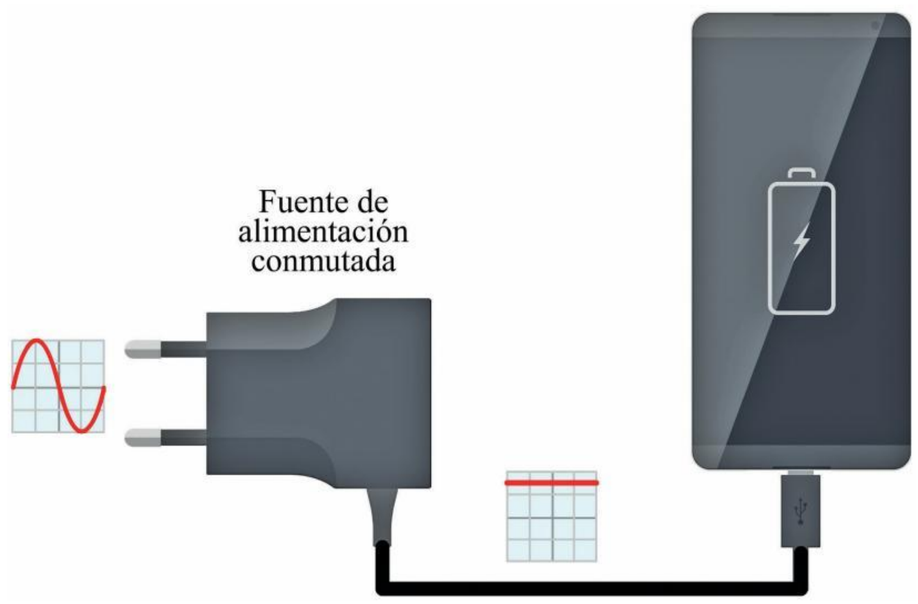


Figura 8.22. Ejemplo de pequeña fuente de alimentación conmutada.

Este tipo de fuentes, además de los circuitos de rectificación, transformador y filtro por condensador, incorporan complejos circuitos electrónicos a base de circuitos integrados, que consiguen hacer trabajar al conjunto a altas frecuencias (pueden llegar hasta los 200 kHz o más).

Como ya estudiaremos con más profundidad en la Unidad 12, las altas frecuencias de la tensión interna de la fuente hace que el condensador de filtro dispuesto a la salida reduzca la tensión de rizado a valores muy bajos. Además, se

© Ediciones Paraninfo

consigue una reducción considerable del transformador (se emplean transformadores con núcleo de ferrita preparados para trabajar con altas frecuencias), y una tensión de salida muy estable para los diferentes valores de la intensidad de corriente entregada por la fuente.

Actividad resuelta 8.6

Una fuente de alimentación conmutada de un ordenador suministra una corriente de 10 A. Calcula la tensión de rizado a la salida, si la frecuencia a la que trabaja es de 150 kHz y la capacidad del condensador de filtro es de 2.200 μF.

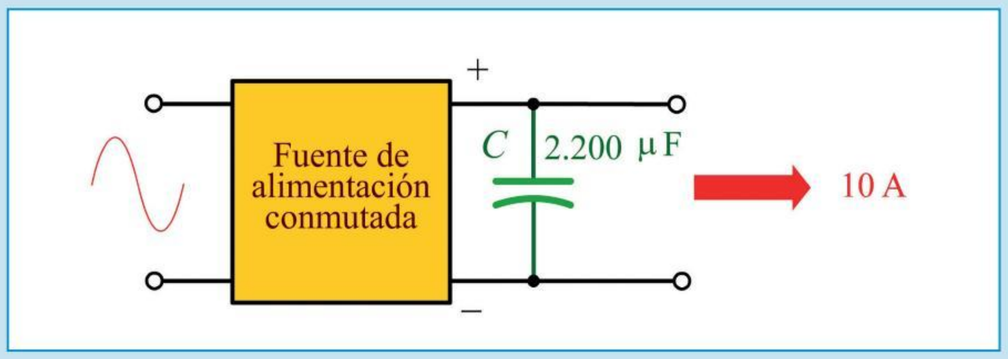


Figura 8.23.

Solución:

$$V_{riz} = \frac{I}{fC} = \frac{10}{150 \cdot 10^3 \cdot 2.200 \cdot 10^{-6}} = 0{,}030 \text{ V} = 30 \text{ mV}$$

En conclusión, se observa una muy baja tensión de rizado a la salida de la fuente.

Para conseguir que la tensión de rizado quede prácticamente eliminada, se puede añadir al filtro una inductancia en serie a la salida de la fuente (Figura 8.24).

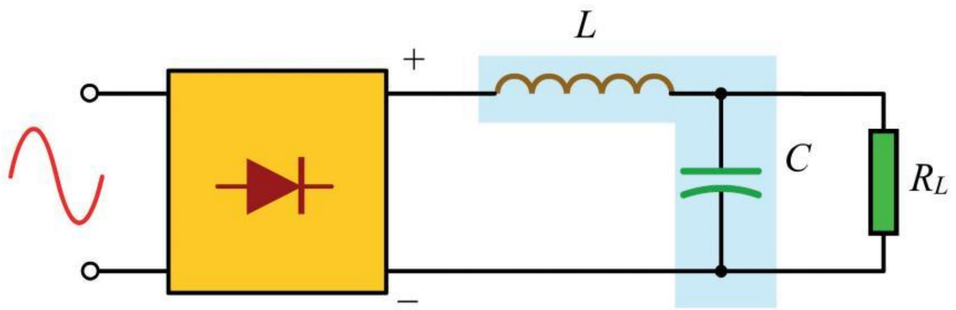


Figura 8.24. Filtro por bobina y condensador.

Esta reducción del rizado se consigue debido a que: la corriente que atraviesa a la bobina está constituida por pequeñas variaciones a muy alta frecuencia provocadas por el rizado; en consecuencia, dicha bobina desarrollará una reactancia inductiva elevada ($X_L = 2\pi f$); esta reactancia, de gran valor óhmico, produce una caída de tensión en la componente variable de la tensión de rizado ($u = X_L I$), que reduce drásticamente su valor.

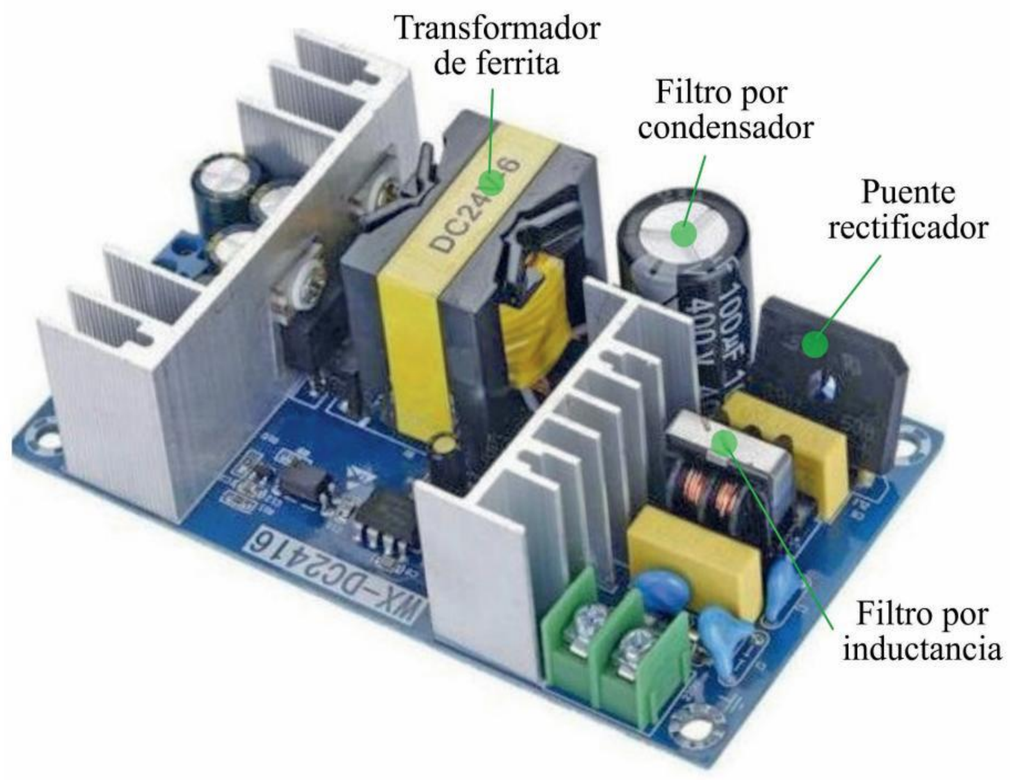


Figura 8.25. Filtros en una fuente de alimentación conmutada.

8.6. Construcción del circuito impreso y montaje de sus componentes

Antes de pasar a las actividades, donde vamos a proponer el diseño y montaje en una placa de circuito impreso de un circuito rectificador de onda completa con filtro por condensador, vamos a estudiar los procedimientos para su construcción y montaje.

Hasta ahora hemos realizado el montaje de nuestras actividades en el entrenador didáctico. En la práctica, se utilizan circuitos impresos como el de la Figura 8.26.

El circuito impreso está formado por una placa base de material aislante (donde se sitúan los componentes electrónicos) en la que se adhiere una fina lámina de cobre (donde se conectan los componentes una vez que se hayan formado las pistas de conexión) (Figura 8.27).

Existen diversas técnicas para conseguir un circuito impreso como el de la Figura 8.26, donde se ha disgregado la lámina de cobre en pistas de conexión y se han realizado taladros para la conexión de los terminales de los componentes. Ahora bien, todas tienen algo en común:

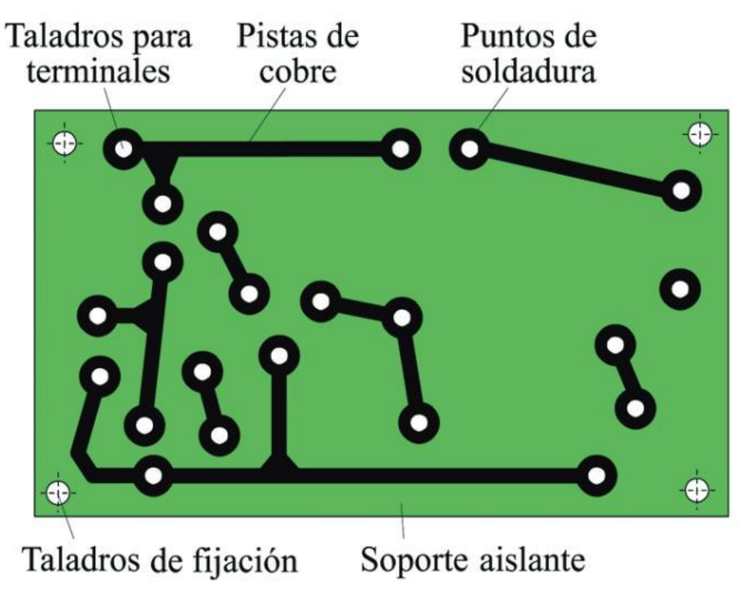


Figura 8.26. Circuito impreso visto por la cara de las pistas de cobre.

© Ediciones Paraninfo

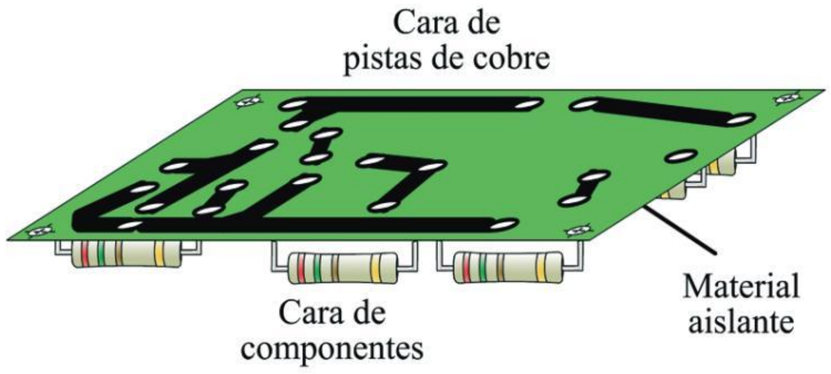


Figura 8.27. Partes de un circuito impreso.

- Hay que hacer un diseño previo de la ubicación y forma de las pistas de cobre y los taladros.
- Hay que conseguir eliminar de la lámina de cobre el material que no va a formar parte de las pistas de cobre de conexión.

8.6.1. Diseño de circuitos impresos

En cuanto al diseño del circuito impreso, hoy en día existen multitud de programas de diseño asistido por ordenador, como el «Orcad» o el «Workbench Mutisim», en los cuales basta con realizar el esquema eléctrico para conseguir obtener un diseño del circuito impreso como el de la Figura 8.26.

Para realizar este diseño de forma manual nos podemos valer de una hoja de papel cuadriculado en décimas de pulgada como el que se muestra en la Figura 8.28.

Hay que tener en cuenta que los componentes electrónicos se fabrican con una separación de 1/10 de pulgada o en múltiplos de esta medida (1/10 de pulgada = 2,54 mm).

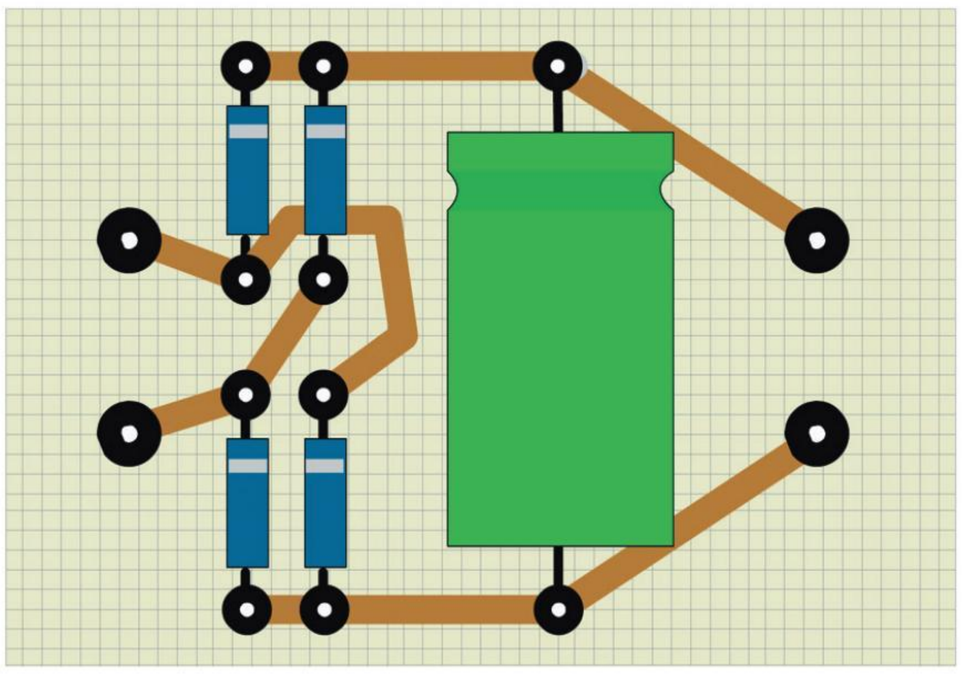


Figura 8.28. Diseño de circuito impreso con hoja de papel cuadriculado.

En la práctica se fabrican las láminas de cobre de diferentes espesores. Las que más se utilizan son de 35 µm y 70 µm. La selección del espesor dependerá de la intensidad de corriente que vaya a fluir por las pistas de cobre.

En el diseño también es importante la selección del ancho de pista más adecuado. Este dependerá también de la intensidad de corriente que fluya por ellas. El gráfico mostrado en la Figura 8.29 nos ayudará a la selección del ancho de pista más adecuado para una temperatura ambiente de 20 °C.

Así, por ejemplo, para una corriente de 3 A en un circuito impreso de 35 µm de espesor la anchura mínima a utilizar será de 1 mm.

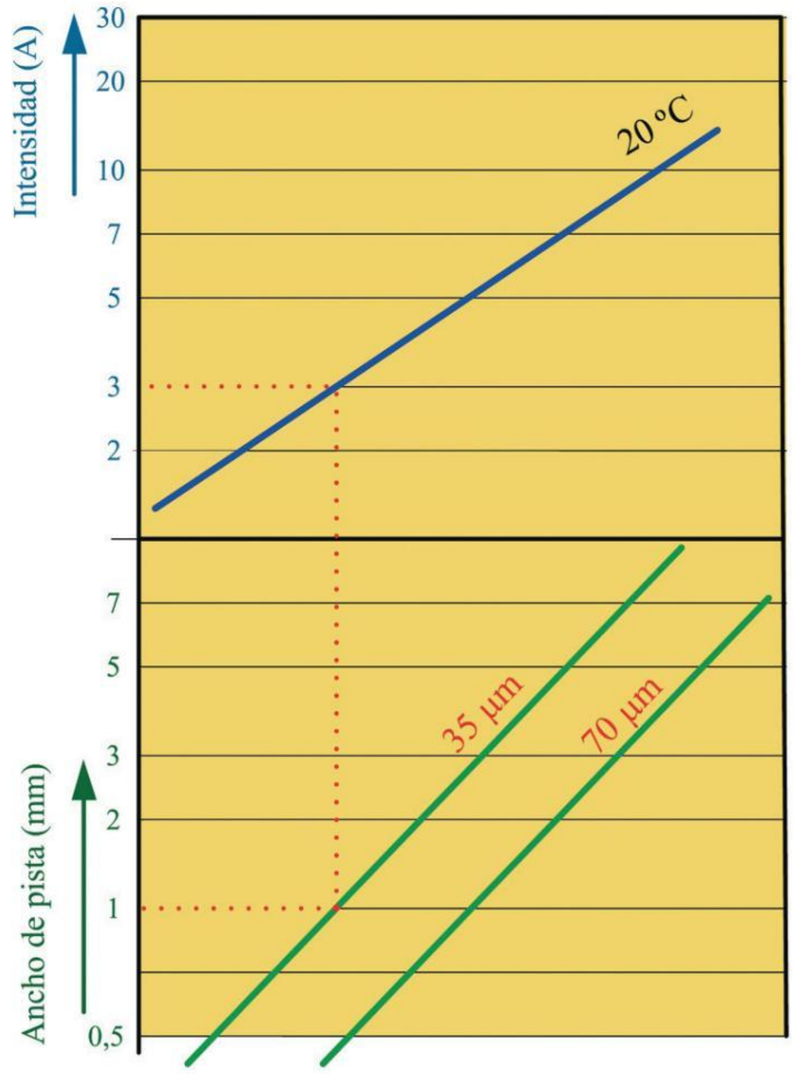


Figura 8.29. Anchura de las pistas de cobre en función de la intensidad del circuito.

La distancia a la que habrán de separarse las pistas de cobre en el diseño va a depender de la tensión entre ellas, y es suficiente una separación de 1 mm por cada 100 V de tensión.

8.6.2. Transferencia del diseño a placa

Una vez realizado el diseño en el papel, hay que trasladarlo a la placa de cobre del circuito impreso. Para lo cual existen diversas técnicas:

Manual: consiste en dibujar, con un rotulador de tinta resistente al ácido, el circuito diseñado en la lámina de cobre. Para eliminar el cobre sobrante y que no está protegido con el rotulador, se sumerge la placa en una solución corrosiva, como por ejemplo cloruro férrico disuelto en agua (unos 500 gramos por cada litro de agua). En unos minutos tendremos el resultado perseguido.

Fotográfico: con este procedimiento podemos realizar circuitos mucho más complejos, sobre todo los que se diseñan con programas informáticos. Las placas que se utilizan con este procedimiento deben ser sensibles a la luz (placas

© Ediciones Paraninfo

para positivos o placas para negativos). El sistema sigue un proceso muy similar al de la fotografía:

- Primero se obtiene nuestro diseño dibujado en un papel vegetal o directamente desde el ordenador se imprime en una hoja de papel de plástico transparente (acetato).
- Para trasladar nuestro diseño a nuestra placa de positivos, se desprende la protección plástica que lleva incorporada nuestra placa virgen y se sujeta nuestro diseño en papel transparente a esta (Figura 8.30).

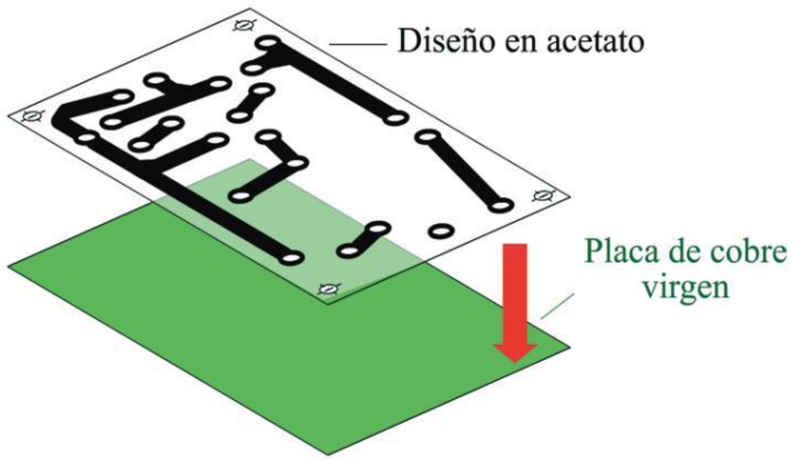


Figura 8.30. Positivo sobre placa.

- Posteriormente se introduce la placa en una insoladora (caja hermética con un conjunto de fluorescentes de luz ultravioleta), procurando que la placa sensible de cobre quede sobre la luz. El tiempo de exposición a la luz viene a estar en torno a los dos minutos y depende del modelo de insoladora (Figura 8.31).

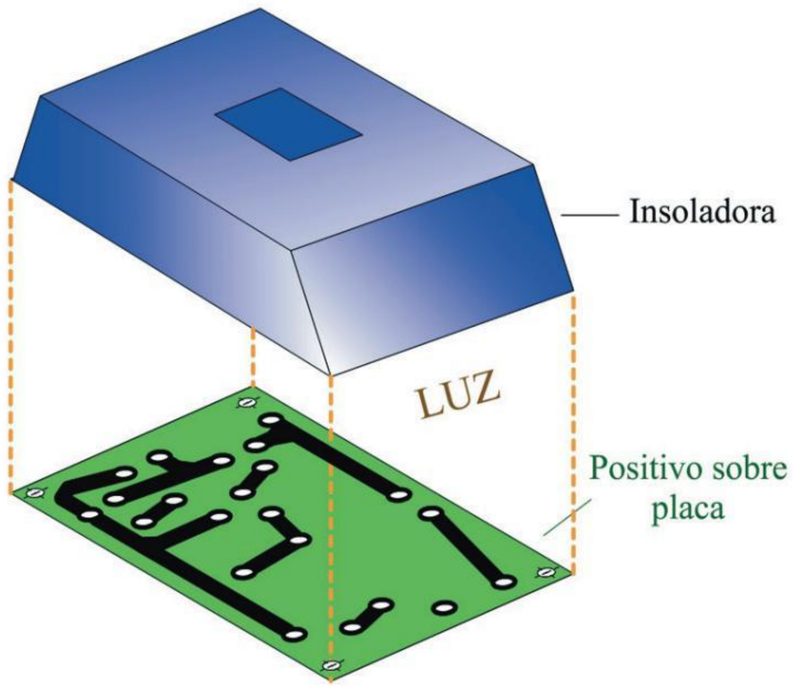


Figura 8.31. Insolado de la placa.

- Por último, se procede al revelado de la placa. Para ello, se introduce la placa en una solución de sosa cáustica cuya concentración nos indica el fabricante (unas cuatro cucharadas de café por cada litro de agua). En unos minutos la solución ataca la placa de cobre y disuelve únicamente aquellas zonas de la placa donde incidió la luz de la insoladora, lo que da como resultado el circuito diseñado (Figura 8.32).

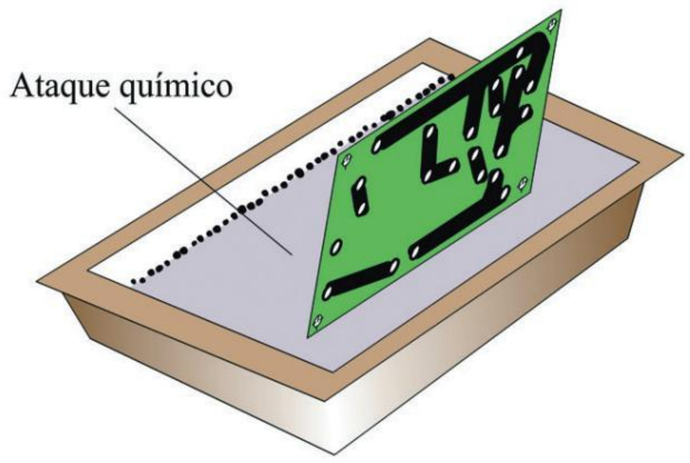


Figura 8.32. Revelado de la placa.

8.6.3. Soldadura y montaje de componentes

Para unir eléctricamente los terminales de los componentes a los puntos de soldadura del circuito impreso se utiliza la soldadura blanda a partir del estaño. Esta soldadura se realiza a temperaturas relativamente bajas (por debajo de 200 °C) con el fin de no dañar los componentes o las pistas de cobre del circuito impreso.

El material que se aporta en la soldadura está formado por un hilo compuesto de una aleación de estaño-plomo. El interior del hilo está relleno de un núcleo de una sustancia resinosa que, al fundirse, consigue limpiar la zona a soldar y facilita que el estaño penetre y se difunda con facilidad entre las dos partes a soldar.

Para elevar la temperatura de la conexión a soldar, se utiliza el soldador. El que más se utiliza para soldaduras en circuitos impresos es el recto tipo lápiz (Figura 8.33) con una punta de 2 a 3 mm de diámetro y potencia de 30 a 40 W. Lo ideal es utilizar soldadores de temperatura controlada para evitar sobrecalentamientos en los componentes.

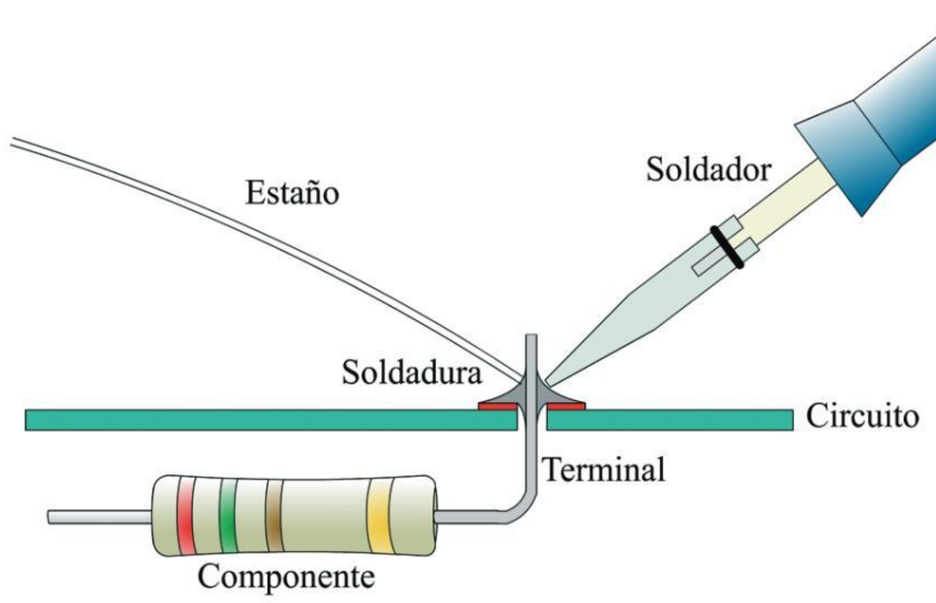


Figura 8.33. Proceso de soldadura.

© Ediciones Paraninfo

Prácticas de laboratorio

8.1. Diseño y montaje de un rectificador de onda completa en circuito impreso. Vamos a montar el circuito rectificador de media onda con filtro por condensador que se propone en el esquema de la Figura 8.34.

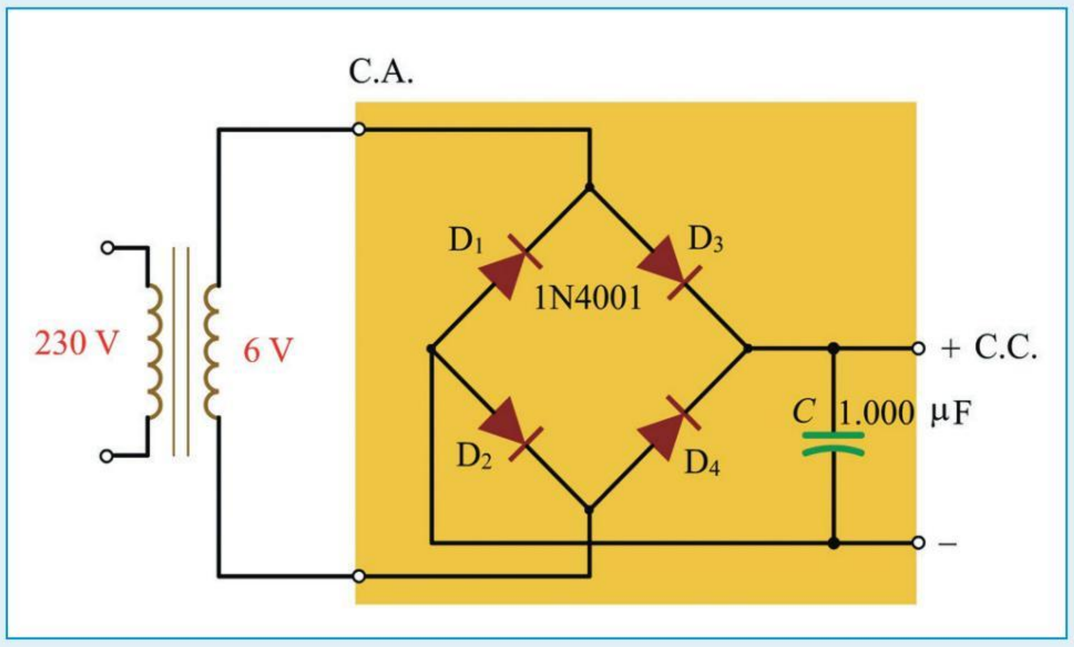


Figura 8.34.

1. Se toman las medidas de los componentes correspondientes al circuito a montar, para lo cual se puede consultar en las especificaciones técnicas que los fabricantes nos facilitan.

2. Se dibujan los componentes a escala real en un papel cuadriculado, teniendo en cuenta que su posición relativa sea la adecuada para posteriormente facilitar las conexiones. Los puntos de soldadura se dimensionan según la sección de los terminales de conexión de los componentes (Figura 8.35).

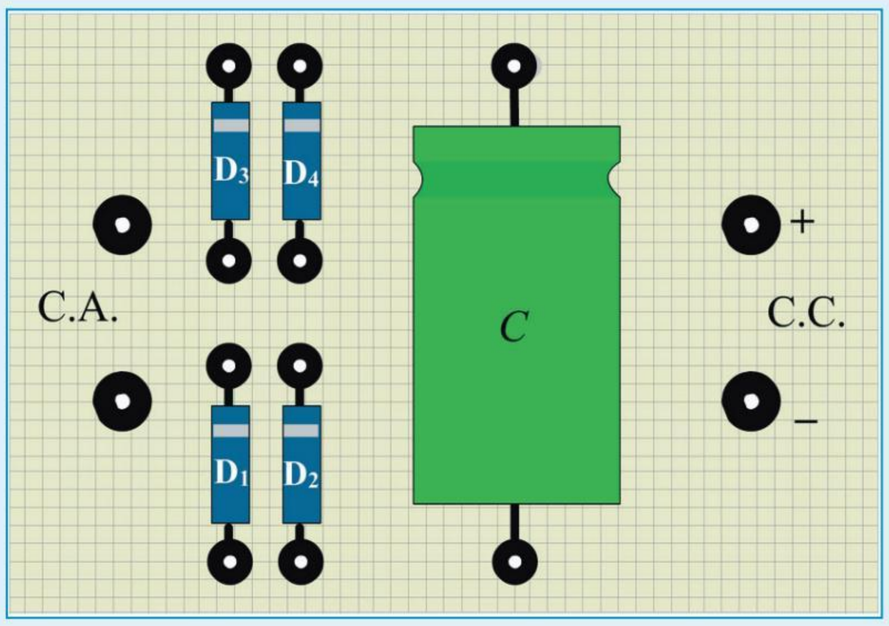


Figura 8.35.

3. A continuación se dibujan las pistas de cobre, de tal forma que conecten adecuadamente los componentes según el esquema de conexiones (Figura 8.36). Dado que no hay problemas de espacio, se ha optado por trazar pistas de algo más de 1 mm. A la hora de trazar pistas con cambios de dirección, conviene suavizar los ángulos muy agudos.

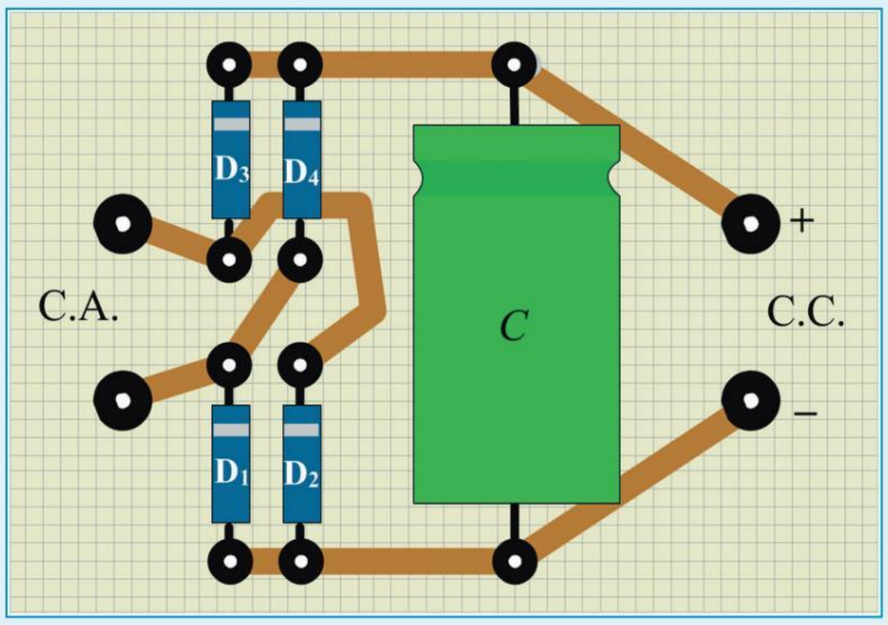


Figura 8.36.

4. Se corta la placa en las dimensiones previstas (para ello se puede utilizar una sierra metálica o una cizalla) y se limpia bien con un estropajo, agua y jabón.

5. Se fija el diseño de nuestro circuito sobre la placa de cobre y con un punzón y un martillo perforamos el papel y marcamos los puntos de soldadura.

6. Se taladran los puntos de soldadura según las dimensiones previstas.

7. Se dibujan las pistas con un rotulador de tinta indeleble siguiendo nuestro diseño. Conviene manipular con cuidado la placa de cobre, evitando tocarla con los dedos. De esta forma prevenimos que se manche de grasa.

8. Se sumerge la placa en la solución corrosiva, siguiendo las recomendaciones que facilitan los fabricantes de placas y productos químicos.

9. Una vez acabado este proceso, se toma el circuito con unas pinzas de plástico y se aclara con abundante agua. Después se limpia con agua y jabón (o alcohol) hasta que no quede ningún resto del trazo del rotulador.

10. Se insertan los componentes por el lado aislante, según el diseño del circuito impreso. Previamente se habrán preparado los terminales de los componentes. Esta operación se realiza con un alicate pequeño de puntas planas, haciendo presión con él sobre el punto de doblado y desplazando con la mano el extremo del terminal. Así evitamos realizar una presión excesiva sobre el cuerpo del componente, que podría dañarse. Además, conviene practicar el doblado del terminal a una distancia suficiente entre él y el cuerpo del componente para que no se desprenda.

11. Se sueldan los terminales a los puntos de soldadura. Para ello ten en cuenta las siguientes recomendaciones:

© Ediciones Paraninfo

- Comprobar el estado de limpieza del soldador. De no ser suficiente, limpiarlo con una esponja humedecida en agua. De la misma forma, también conviene comprobar que las partes a soldar estén libres de óxidos o grasas.
- Una vez caliente el soldador, aplicar la punta del mismo a las dos partes a soldar simultáneamente durante un instante. Seguidamente, apoyar el extremo del hilo de estaño al punto de unión hasta conseguir que el estaño fluya por la unión de una forma uniforme y suficiente.
- La soldadura obtenida debe presentar un aspecto limpio y brillante. Si se observa algún tipo de cristalización o granulado, habrá sido por no haber aplicado el soldador durante el tiempo suficiente, o bien por haber movido el terminal soldado antes de su total enfriamiento. En el caso de obtenerse un color gris mate, habrá sido por haber sobrecalentado la unión, lo que tampoco es recomendable.

8.2. Estudio de un rectificador de media onda. Vamos a montar con ayuda de un entrenador didáctico el circuito de la Figura 8.37. La resistencia de carga de 100 Ω actuará como receptor de la C.C. obtenida en la etapa final por la fuente de alimentación. El diodo a utilizar podría ser el 1N4001, que, según las características facilitadas por el fabricante, posee una intensidad nominal de 1 A.

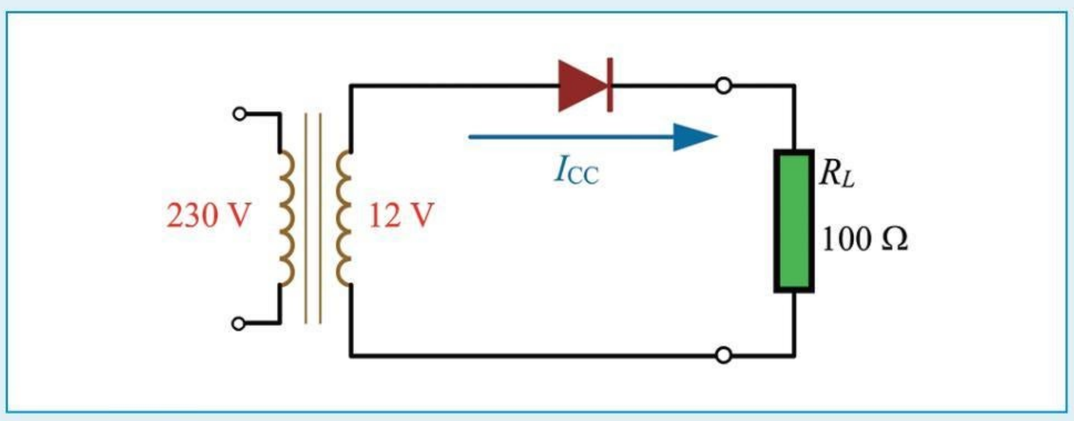


Figura 8.37.

Calcularemos la corriente por el diodo para comprobar que es inferior a la nominal:

$$V_{máx} = 12 \cdot \sqrt{2} = 16{,}97 \text{ V}$$

$$V_{CC} = \frac{16{,}97 - 0{,}7}{\pi} = 5{,}18 \text{ V}$$

$$I_{CC} = \frac{V_{CC}}{R_L} = \frac{5{,}18}{100} = 0{,}052 = 52 \text{ mA}$$

Consigue las especificaciones técnicas del diodo y comprueba que posee una tensión inversa pico superior a 16,97 V.

Monta el circuito y realiza las siguientes medidas de comprobación:

a) Con el polímetro, mide la corriente por el diodo (A), la tensión alterna de entrada al circuito de rectificación (V_1), así como la tensión continua en el diodo (V_2) y en la resistencia de carga (V_3) (Figura 8.38).

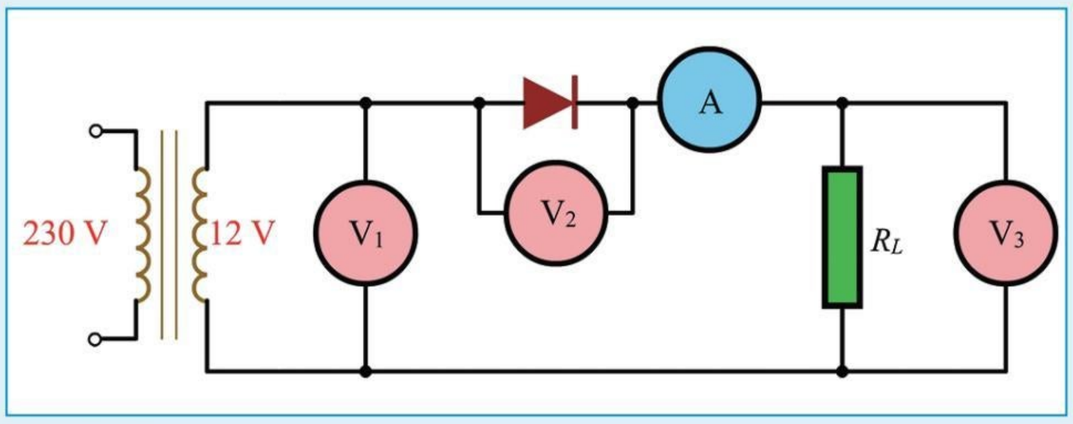


Figura 8.38.

Con los resultados obtenidos, comprueba las relaciones calculadas con anterioridad.

b) Mide con un osciloscopio la tensión en la resistencia de carga, visualizando la onda y sacando consecuencias de los tiempos de conducción del diodo (Figura 8.39).

Si seleccionamos el atenuador vertical en 5 V/div y la base de tiempos en 5 ms/div, los valores obtenidos de valor máximo y frecuencia serán (Figura 8.40):

$$V_{máx} = 3{,}4 \text{ div} \cdot 5 \text{ V/div} = 17 \text{ V}$$

$$T = 4 \text{ div} \cdot 5 \text{ ms/div} = 20 \text{ ms} = 0{,}02 \text{ s}$$

$$f = \frac{1}{0{,}02} = 50 \text{ Hz}$$

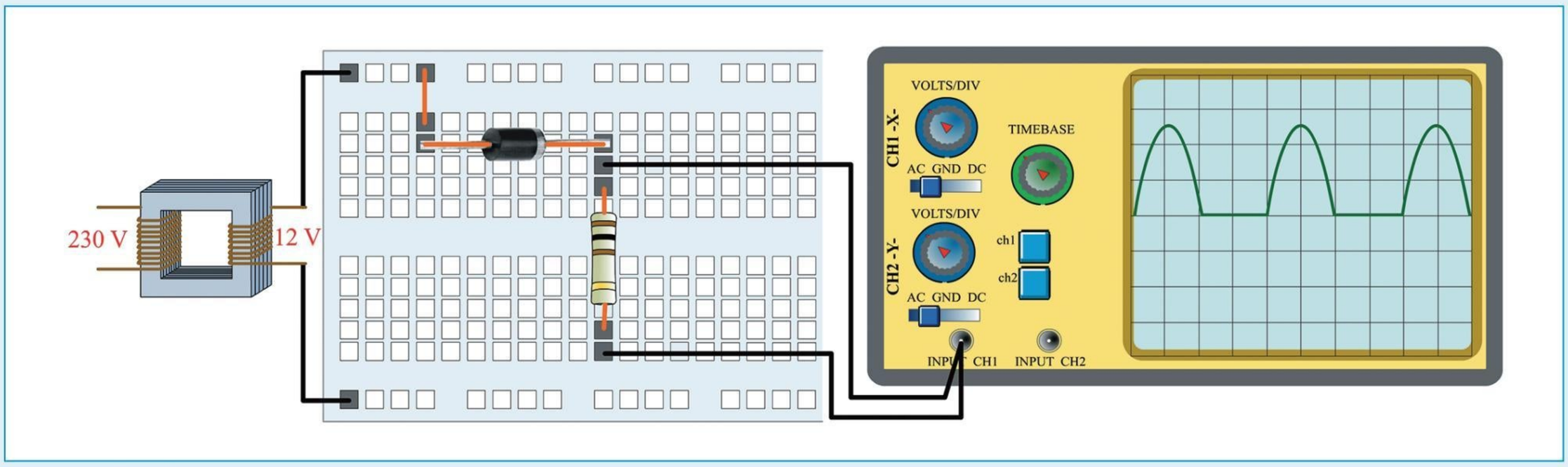


Figura 8.39. Montaje en placa *protoboard* y medida con osciloscopio.

© Ediciones Paraninfo

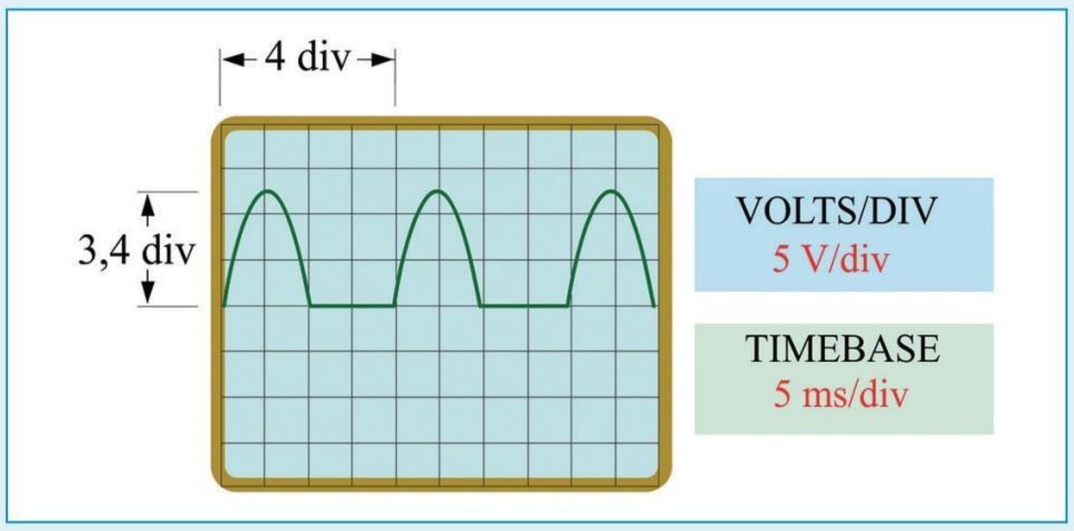


Figura 8.40.

c) Conecta un condensador electrolítico de 100 μF, cuidando de realizar las conexiones con su correspondiente polaridad y vuelve a repetir las medidas.

Habrás podido comprobar que la tensión que aparece ahora en la pantalla del osciloscopio ya no posee tantas ondulaciones y que el valor medio de la tensión de salida ha aumentado.

Después conecta un condensador de 1.000 μF y compara los resultados de las medidas en los diferentes casos.

8.3. Estudio de un puente rectificador. Vamos a montar con ayuda del entrenador didáctico el circuito de rectificación en puente de la Figura 8.41. La resistencia de carga de 100 Ω actuará como receptor del C.C. cedida en la etapa final por la fuente de alimentación. El diodo a utilizar podría ser, también en este caso, el 1N4001.

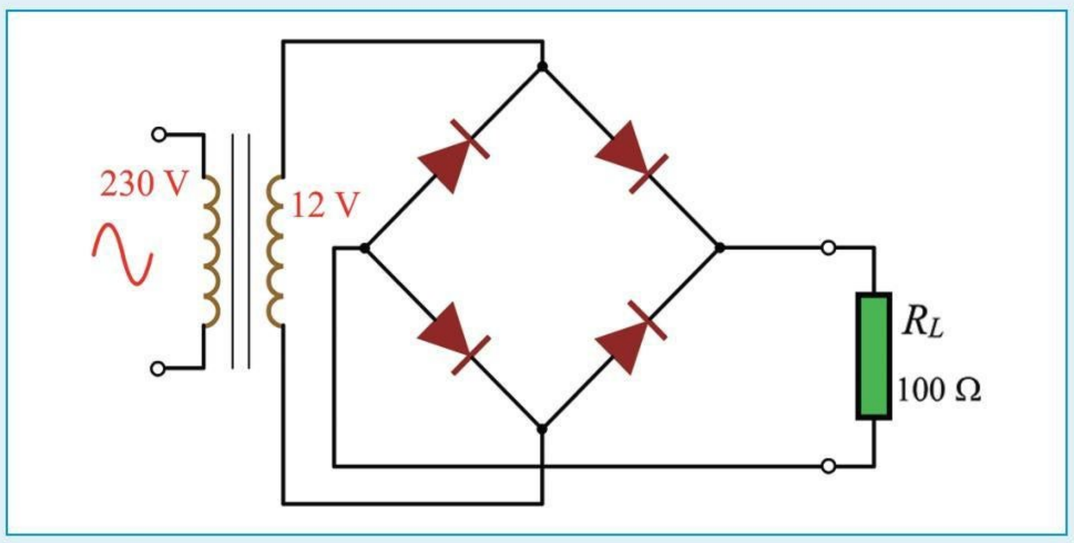


Figura 8.41.

Calcularemos la corriente por el diodo para comprobar que es inferior a la nominal (1 A):

$$V_{máx} = 12 \cdot \sqrt{2} = 16{,}97 \text{ V}$$

$$V_{CC} = 2\,\frac{V_{máx} - 1{,}4}{\pi} = 2\,\frac{16{,}97 - 1{,}4}{\pi} = 9{,}91 \text{ V}$$

$$I_{CC} = \frac{V_{CC}}{R_L} = \frac{9{,}91}{100} = 0{,}099 = 99 \text{ mA}$$

La corriente que circula por los diodos será la mitad que la que circula por la carga, es decir:

$I_D = 99/2 = 49{,}5$ mA, corriente más baja que la nominal de los diodos.

Comprueba que el diodo posee una tensión inversa pico superior a la tensión máxima de 16,97 V.

Monta el circuito de la Figura 8.41 y realiza las siguientes medidas de comprobación:

a) Con el polímetro: mide la corriente por un diodo, la corriente por la resistencia de carga, la tensión alterna de entrada al circuito de rectificación, así como la tensión continua en la resistencia de carga. Con los resultados obtenidos, comprueba las relaciones calculadas con anterioridad.

b) Mide con un osciloscopio la tensión en la resistencia de carga, visualizando la onda y comparando los resultados obtenidos con el rectificador de media onda (Figura 8.42).

Al igual que se hizo para el rectificador de media onda, si seleccionamos el atenuador vertical en 5 V/ div y la base de tiempos en 5 ms/div, los valores obtenidos de valor máximo y frecuencia serán (Figura 8.43):

$$V_{máx} = 3{,}4 \text{ div} \cdot 5 \text{ V/div} = 17 \text{ V}$$

$$T = 4 \text{ div} \cdot 5 \text{ ms/div} = 20 \text{ ms} = 0{,}02 \text{ s}$$

$$f = \frac{1}{0{,}02} = 50 \text{ Hz}$$

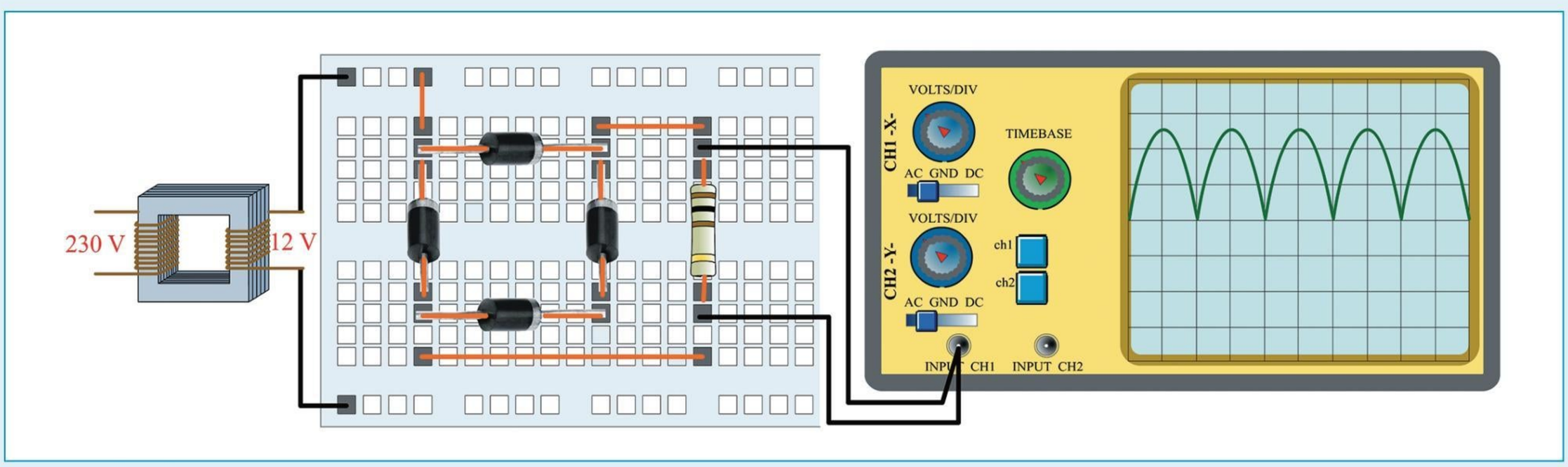


Figura 8.42. Montaje en placa *protoboard* y medida con osciloscopio.

© Ediciones Paraninfo

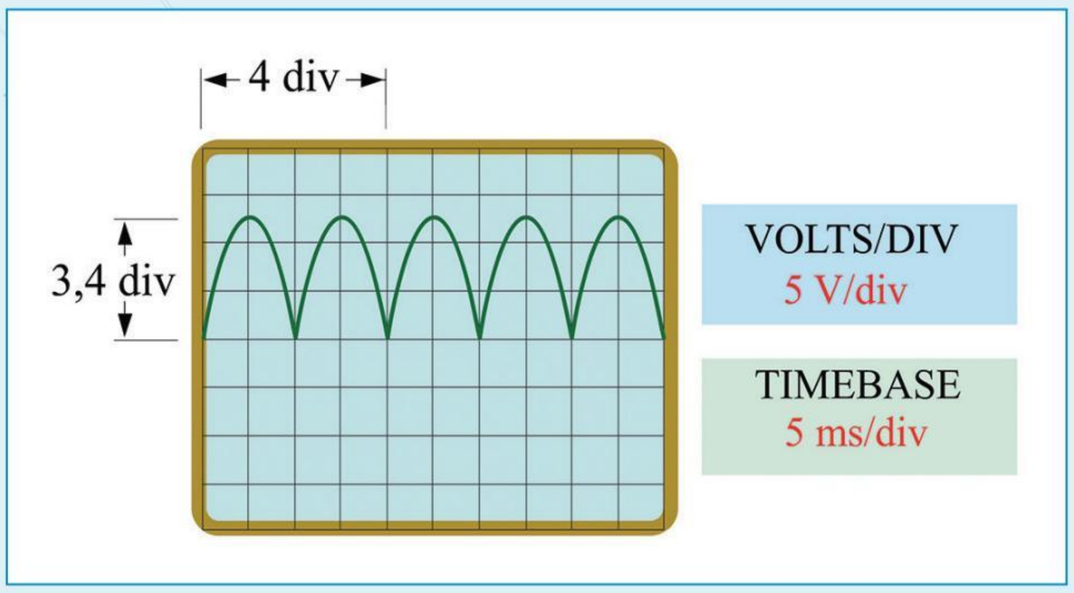


Figura 8.43.

c) Conecta un condensador de 1.000 μF en paralelo con la carga, repite todas las medidas y compara los resultados.

d) Retira la resistencia de carga de 100 Ω y conecta ahora una carga de 10 Ω. Repite las medidas y comprueba cómo aumenta la tensión de rizado y disminuye el valor medio de la tensión de C.C. en la carga.

8.4. Identificación de las características de puentes rectificadores encapsulados. Consigue unos cuantos puentes rectificadores encapsulados de diferentes tipos, identifica su referencia y, con ayuda de las especificaciones técnicas que facilitan los fabricantes de los mismos, obtén sus características más relevantes.

De los puentes identificados, ¿cuál sería el más adecuado para la realización de la actividad anterior?

Con los circuitos aquí montados, podemos alimentar con C.C. a cualquier aparato electrónico que funcione a la tensión V_{CC}, obtenida en la salida de dichos circuitos. Por supuesto, la resistencia de carga habrá que eliminarla previamente, ya que su función es solo simular el aparato que realmente deseamos alimentar.

El aparato a que nos estamos refiriendo podría ser un receptor de radio, un cargador de baterías, un equipo de sonido, etc. Todo es cuestión de calcular y dimensionar las características que deben poseer los componentes integrantes del circuito rectificador en función de la tensión y potencia del aparato a alimentar.

8.5. Localización de las averías en una fuente de alimentación. Se trata de que detectes y repares alguna de las averías que hayan podido surgir en las fuentes de alimentación montadas en las actividades anteriores.

La localización de las averías y su posterior reparación es un ejercicio muy importante que hay que ir desarrollando y dominando paulatinamente. Seguidamente exponemos algunos consejos que serán de gran utilidad para conseguir el objetivo marcado.

El proceso de localización de las averías de cualquier equipo podría ordenarse en las siguientes fases:

a) Observación de los síntomas que aparecen por un mal funcionamiento del equipo.

b) Estudio de las causas que producen tales síntomas.

c) Reducción de las posibles causas, mediante pruebas y medidas, hasta encontrar la verdadera causa de la avería.

d) Reparación o sustitución de los componentes o partes defectuosas.

Siguiendo este proceso ordenado es más fácil detectar la posible avería.

A modo de ejemplo, vamos a estudiar cuál sería el procedimiento a seguir para localizar las averías en una fuente de alimentación.

Las fuentes de alimentación, como cualquier sistema defectuoso, suelen presentar síntomas muy concretos. Para definirlos, hay que conocer previamente cómo se comportan normalmente.

Los síntomas que se pueden apreciar en una fuente de alimentación como la de la Figura 8.44 son:

a) Ausencia de tensión en la salida.

b) Tensión de salida baja.

c) Rizado excesivo.

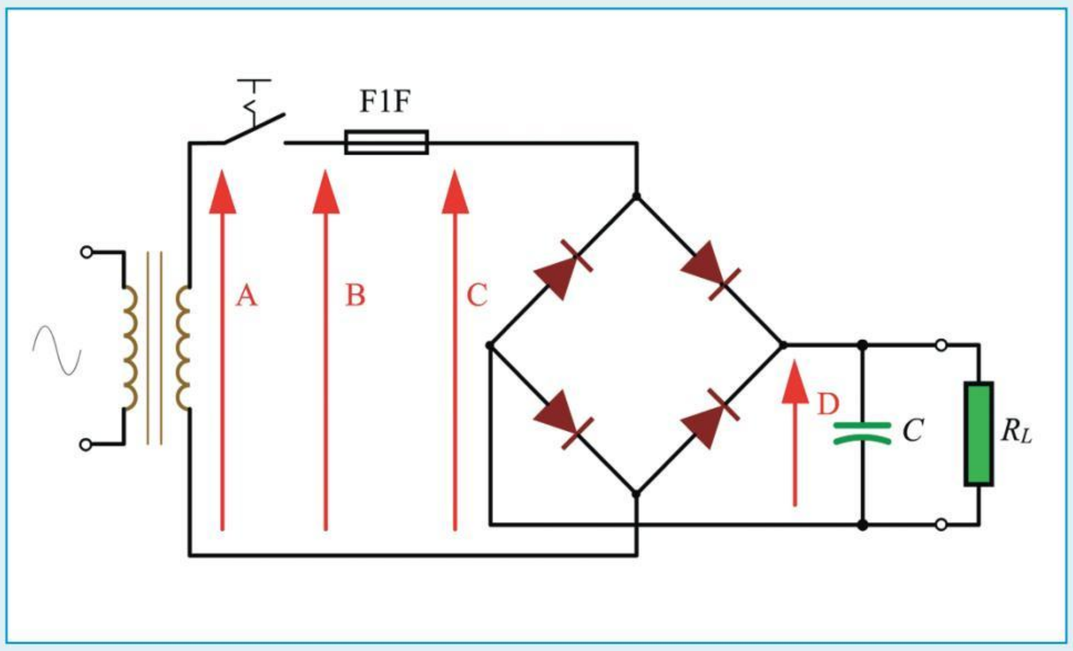


Figura 8.44.

Una vez que se han determinado los síntomas, habrá que estudiar las posibles causas de la avería.

a) ***Ausencia de tensión en la salida.*** Las causas pueden ser:

- Un fusible fundido.
- Un interruptor defectuoso.
- Conductores de alimentación o toma de corriente defectuosos.
- Un transformador defectuoso. Diodos abiertos.
- Condensador del filtro perforado.

Una vez hecho esto, el siguiente paso es reducir las posibilidades a una de las causas. Para ello, hay que realizar unas cuantas medidas de comprobación. En el caso del circuito mostrado en la Figura 8.44 estas medidas pueden consistir en me-

© Ediciones Paraninfo

dir la tensión que aparece en los puntos A, B, C, D y E. Pudiendo sacar de los datos obtenidos en las mediciones las siguientes conclusiones:

1. *Tensión en A igual a cero* → Conductores de alimentación, toma de corriente o transformador defectuoso.
2. *Si hay tensión en A pero no en B* → Interruptor defectuoso.
3. *Si hay tensión en B pero no en C* → Fusible fundido.
4. *Si hay tensión en C y no en D* → Puente rectificador defectuoso.

En el caso de que el fusible esté fundido, no es conveniente sustituirlo de inmediato, ya que la causa puede deberse a otro componente defectuoso. En estos casos es recomendable verificar el estado de los diodos y del condensador, ya que algunos de estos podrían estar cortocircuitados.

Para comprobar los diodos, lo mejor es separar uno por uno los terminales del circuito impreso y verificar su resistencia interna con el óhmetro.

Conviene tomar unas pequeñas medidas de seguridad antes de realizar esta operación, como desconectar la alimentación de la red y comprobar que el condensador de filtrado está descargado. También se puede comprobar el estado de un diodo sin separarlo del circuito, para lo cual tendremos que utilizar el osciloscopio.

b) ***Baja tensión en la salida.*** Las causas pueden ser:

Corriente de carga excesiva. Baja tensión en la red.

Condensador de filtro defectuoso. Rectificadores defectuosos.

Las dos últimas causas pueden consistir en la pérdida de capacidad del condensador o diodos defectuosos.

c) ***Rizado excesivo.*** Puede estar motivado por los condensadores de filtros defectuosos.

Recambio de los componentes defectuosos

Una vez que se han localizado los componentes defectuosos, hay que sustituirlos por otros. Lo más recomendable es sustituirlos por recambios exactos, aunque si no se dispone de ellos se puede recurrir a los equivalentes.

Estos equivalentes deben poseer, al menos, las mismas características nominales que los originales. No se podrá sustituir, por ejemplo, una resistencia de 1 W por una de 1/2 W, ya que con el tiempo acabaría por destruirse.

También es muy importante que los recambios equivalentes posean las mismas dimensiones, ya que en caso contrario no podrían encajar correctamente en el circuito impreso.

Las guías de equivalentes de semiconductores son muy útiles para encontrar los recambios adecuados. Se puede decir que el repuesto más seguro es aquel que posee los mismos valores nominales y dimensiones que el componente al que sustituye.

© Ediciones Paraninfo

Actividades de comprobación

8.1. Para la construcción de un rectificador trifásico de onda completa se necesitan:

a) 4 diodos.

b) 3 diodos.

c) 6 diodos.

8.2. ¿Qué rectificador consigue una menor tensión de rizado a iguales condiciones de filtrado?

a) El rectificador de onda completa.

b) El rectificador de media onda.

c) El puente rectificador.

8.3. Si el valor eficaz de la tensión alterna aplicada a la entrada de un rectificador en puente es de 200 V, averigua cuál será la tensión máxima que deberán soportar los diodos.

8.4. El valor eficaz de la tensión alterna a la entrada a un rectificador de media onda es de 17 V. ¿Cuál será la lectura de un voltímetro de continua conectado a la salida?

8.5. El valor máximo de la tensión alterna de entrada a un puente de rectificadores es de 100 V. ¿Cuál será la lectura de un voltímetro de continua conectado a la salida?

8.6. Encuentra la corriente nominal de los diodos de silicio, así como su tensión inversa pico máxima, para los diferentes tipos de circuitos rectificadores: a) rectificador de media onda, b) rectificador de onda completa con transformador de toma intermedia, c) puente rectificador. Las características a las que se someten dichos circuitos rectificadores son en todos los casos: tensión eficaz en el secundario del transformador = 24 V, resistencia de la carga = 100 Ω. Determina también la tensión y la corriente por la carga en cada uno de los casos. Por último, dibuja los esquemas eléctricos correspondientes a cada uno de los circuitos indicados.

8.7. Se quiere determinar cuál de los diodos que se exponen en la Tabla 8.1 será el más adecuado para utilizarlo en un rectificador de media onda de las siguientes características: tensión eficaz alterna de entrada igual a 50 V, resistencia de la carga igual a 500 Ω.

Tabla 8.1.

Diodo	*V* de ruptura	$I_{máx}$
1N914	75 V	200 mA
1N1185	120 V	35 A
1N4001	50 V	1 A

8.8. ¿Y para un puente rectificador al que se le aplican 30 V de tensión alterna de entrada y se le conecta una resistencia de carga de 25 Ω?

8.9. A un puente rectificador, con filtro por condensador, se le aplica una tensión senoidal de 50 Hz y 12 V. Diseña el condensador de filtrado siguiendo la regla del 10 % para una carga de 100 Ω. Determina también la tensión de C.C. en la carga, la tensión de rizado, así como la corriente por la carga.

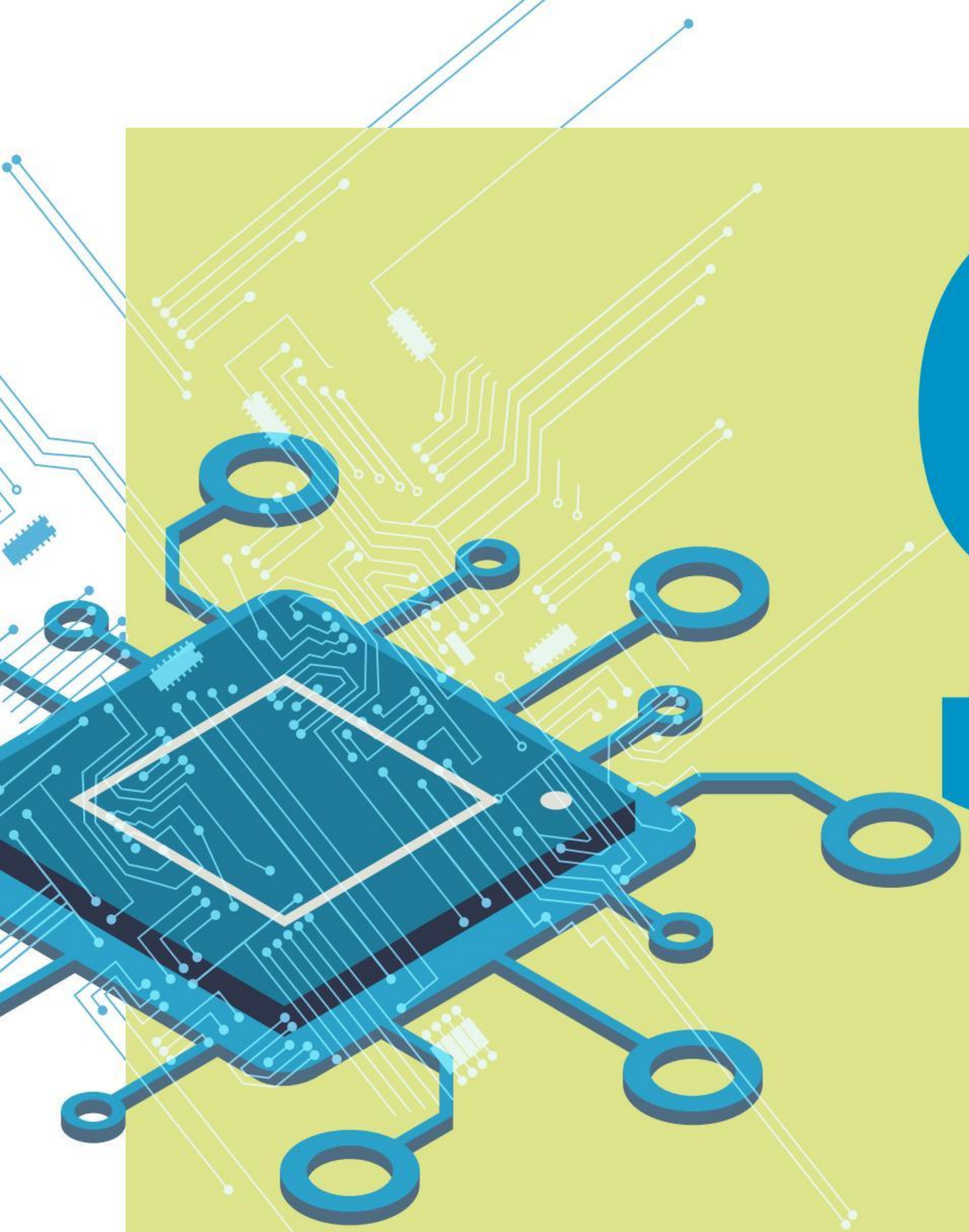
8.10. A un puente rectificador, con filtro por condensador, se le aplica una tensión alterna senoidal de 50 Hz y 24 V. Se trata de averiguar la tensión de rizado, así como su porcentaje respecto a la tensión de C.C. (*factor de rizado*) si la resistencia de carga es de 240 Ω y la capacidad del condensador 500 μF.

Actividades de ampliación

8.1. Consulta en internet sobre los temas relacionados con esta unidad e intenta contrastar y ampliar la información obtenida. Además, busca un fabricante de puentes de diodos para circuitos electrónicos y analiza las características de los diferentes tipos fabricados.

8.2. Busca en internet *software* para el diseño y la simulación de circuitos electrónicos, instala alguno de los programas en tu ordenador y aprende a realizar tus propios diseños y simulaciones.

© Ediciones Paraninfo



9 Transistores

Contenidos

- **9.1.** Transistores bipolares
- **9.2.** Transistores unipolares
- **9.3.** El transistor JFET
- **9.4.** El transistor MOSFET

Los transistores son fundamentales en la mayoría de los circuitos electrónicos que realizan la función de amplificación, control, estabilización de la tensión, etc. Hay que pensar que los dispositivos electrónicos que generan las señales de control, como por ejemplo, la resistencia NTC de un termostato, la LDR de una barrera fotoeléctrica, un micrófono de audio, etc., producen señales eléctricas muy débiles que, en la mayor parte de las aplicaciones, hay que aumentar (proceso de amplificación) para poder conseguir alimentar a dispositivos o receptores, que necesitan de un aporte mayor de energía para su funcionamiento (altavoces, lámparas, motores, relés etc.).

El invento del primer transistor por Schockley dio paso a una nueva era. A partir del transistor bipolar se han ido desarrollando otro tipo de transistores, como los transistores unipolares JFET y MOSFET, que por sus especiales características les hace ideales para el tratamiento de señales de radiofrecuencia, en el diseño de circuitos digitales y en el manejo de cargas de gran potencia.

Objetivos

- Analizar la tipología y las características funcionales de los transistores.
- Describir las curvas características más representativas de los transistores, explicando la relación existente entre las magnitudes fundamentales que los caracterizan.
- Interpretar los parámetros fundamentales que aparecen en las hojas técnicas de los fabricantes de transistores.
- Describir los circuitos de polarización de los transistores.
- Analizar las diferencias entre los transistores bipolares y los unipolares.

9.1. Transistores bipolares

Al igual que los diodos de unión, los transistores bipolares se construyen gracias a la unión de los cristales semiconductores de tipo *P* y de tipo *N*.

El transistor es un componente fácilmente identificable por sus tres terminales de conexión que asoman al exterior a través de una de las bases de su cápsula (Figura 9.1). Estos suelen estar dispuestos en línea o según los vértices de un triángulo imaginario.

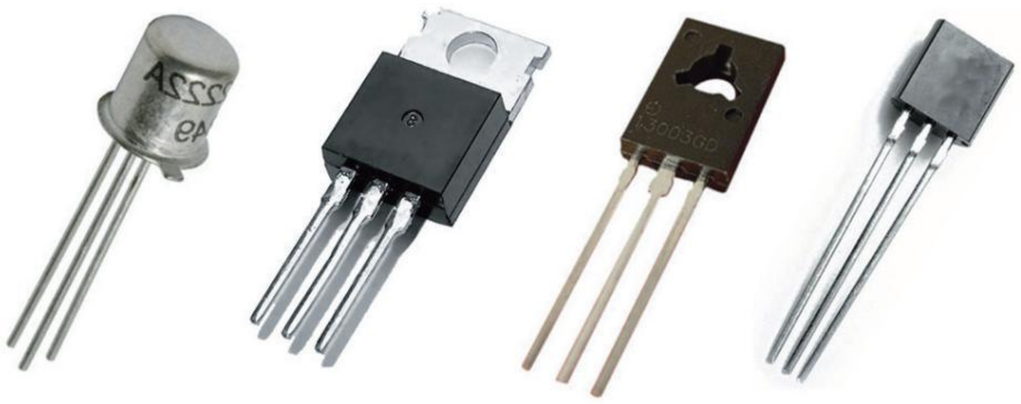


Figura 9.1. Aspectos de transistores con diferentes encapsulados.

Cada uno de estos terminales está unido a un cristal semiconductor de tipo *P* o tipo *N*. De esta forma, nos encontramos con un terminal de emisor, un terminal de base y otro de colector.

Existen dos tipos de transistores, los PNP y los NPN. En la Figura 9.2 se muestra la disposición de los cristales en cada uno de los tipos, así como su símbolo correspondiente. Obsérvese que si el transistor es PNP (**P**e**N**etra) la flecha correspondiente al emisor se dibuja hacia dentro y si es NPN (**N**o **P**e**N**etra) dicha flecha se dibuja hacia fuera.

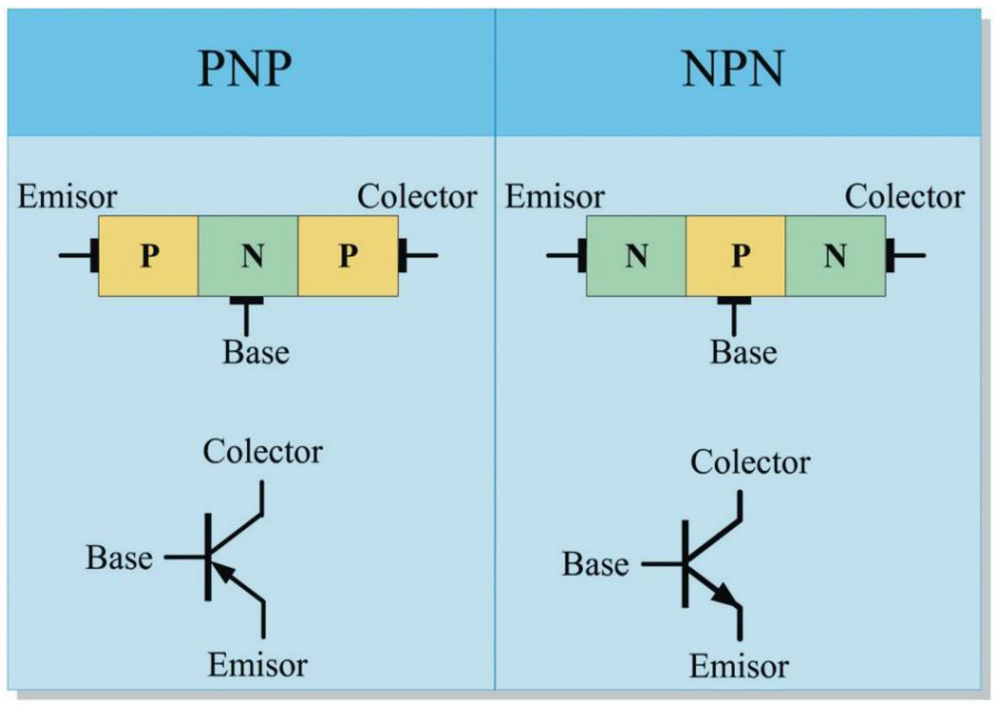


Figura 9.2. Transistores PNP y NPN.

La disposición de los terminales de un transistor depende del tipo de encapsulado con el que se haya construido. Esta información siempre se puede obtener consultando las hojas de características que facilitan los fabricantes. En la Figura 9.3 se muestran algunos ejemplos de dónde se encuentra el emisor, la base y el colector de algunos encapsulados de transistores.

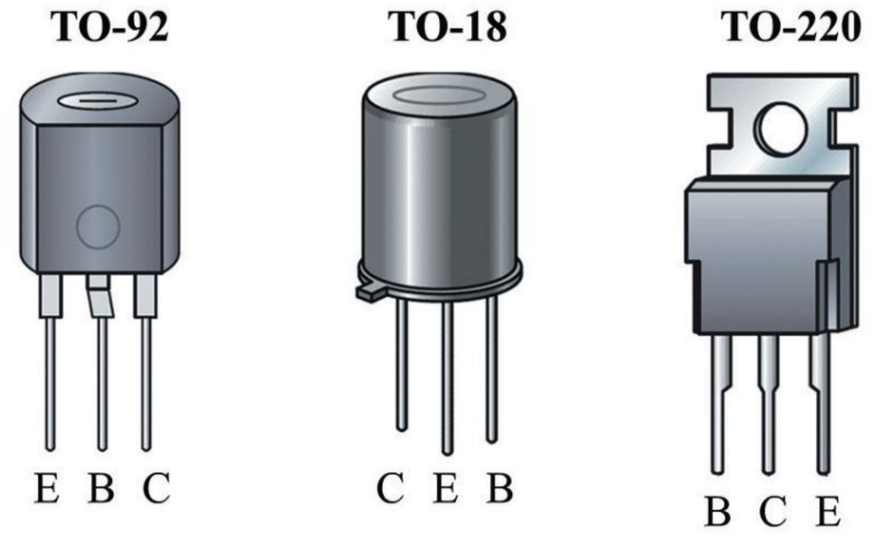


Figura 9.3. Ejemplos de disposición de terminales de un transistor.

En el proceso de fabricación de un transistor NPN, se hace que el cristal semiconductor correspondiente al emisor esté muy contaminado, por lo que contendrá un exceso de portadores de carga; su tarea consistirá en enviar o emitir estos portadores de carga (electrones) a la base. El cristal semiconductor de la base se fabrica extremadamente delgado y con un grado tenue de contaminación; los electrones emitidos por el emisor atraviesan, prácticamente en su totalidad, a este cristal, para acabar dirigiéndose al colector. La misión de la base consistirá en controlar dicho flujo de electrones. El cristal semiconductor del colector se fabrica con un grado de contaminación intermedio y recibe este nombre por recoger los electrones enviados por el emisor.

9.1.1. Funcionamiento del transistor

Para estudiar el funcionamiento del transistor, nos vamos a referir exclusivamente al tipo NPN.

Actividad experimental 9.1

a) Localiza un transistor NPN en el compartimento de componentes del entrenador didáctico, por ejemplo el SC 107 y monta el circuito de la Figura 9.4 mediante un diodo LED conectado en serie con una resistencia de 470 Ω y alimenta el conjunto por una pila o fuente de alimentación de 9 V.

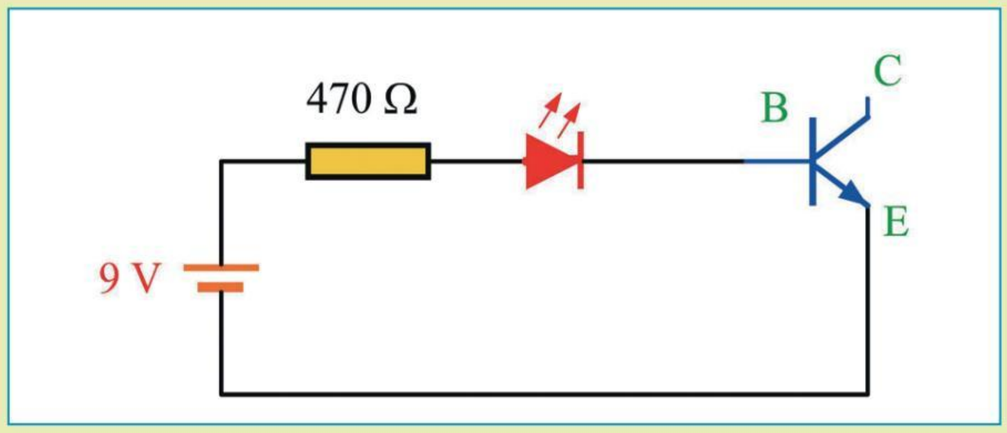


Figura 9.4.

© Ediciones Paraninfo

Al probar el circuito, el diodo LED se tendrá que encender. Veamos cuál es la explicación de este fenómeno: al conectar el polo positivo de la pila a la base (cristal tipo P) y el negativo al emisor (cristal tipo N) la unión queda polarizada directamente y, por tanto, circulará una corriente elevada a través del cristal (como si se tratase de un diodo), que hace que el LED se encienda.

b) A continuación permuta los conductores en los terminales del transistor según se indica en el esquema de la Figura 9.5. Al probar el circuito, el diodo LED no se tiene que encender.

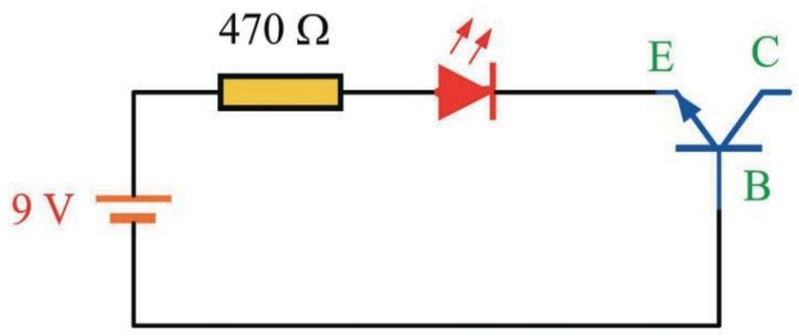


Figura 9.5.

¿Cuál es la explicación? Si se polariza la unión emisor- base PN en sentido inverso, la corriente a través del cristal será prácticamente nula y, por tanto, el diodo LED permanecerá apagado (Figura 9.6).

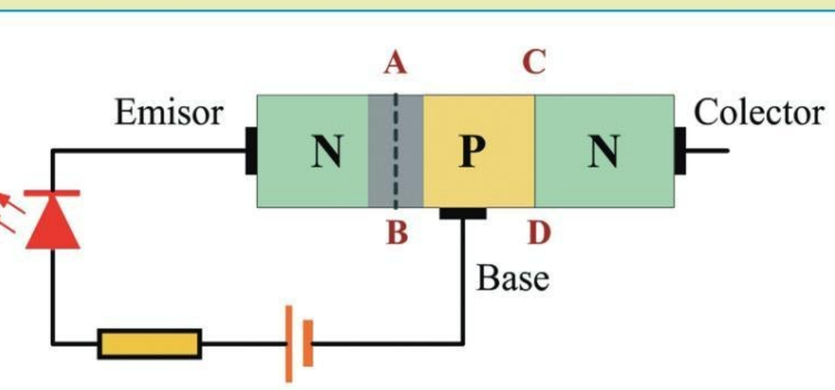


Figura 9.6.

c) Realiza a continuación las conexiones con los terminales de base y colector, tal como se indica en el esquema de la Figura 9.7 y explica por qué se enciende el diodo en este caso.

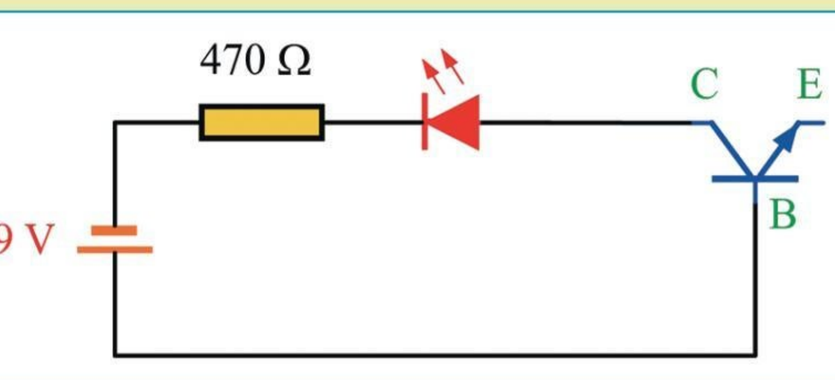


Figura 9.7.

d) Ahora permuta los conductores de la pila, de tal forma que la base quede conectada al terminal negativo y el colector al diodo LED. Dibuja el esquema de conexiones y explica por qué no se enciende el diodo LED en este caso.

e) Seguidamente, conecta los terminales del colector y emisor, tal como se muestra en la Figura 9.8. Podrás comprobar cómo en este caso el diodo LED no se enciende.

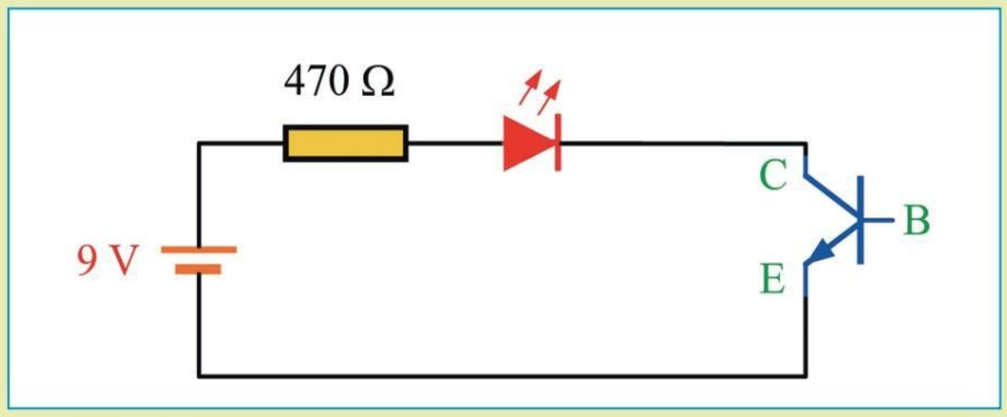


Figura 9.8.

¿Cuál es la explicación? Los electrones libres del cristal N del emisor son repelidos por el polo negativo de la pila (Figura 9.9), mientras que los electrones libres del cristal N del colector son atraídos por el polo positivo. De todo esto se deduce que se produce un desplazamiento de electrones en el sentido del emisor al colector. A pesar de ello, los electrones del emisor no poseen la suficiente energía para atravesar las barreras AB y CD de las uniones, las cuales los repelen.

La corriente emisor-colector es, por tanto, muy pequeña y por eso el diodo LED no se enciende, por lo que se considera a efectos prácticos como una corriente de fuga.

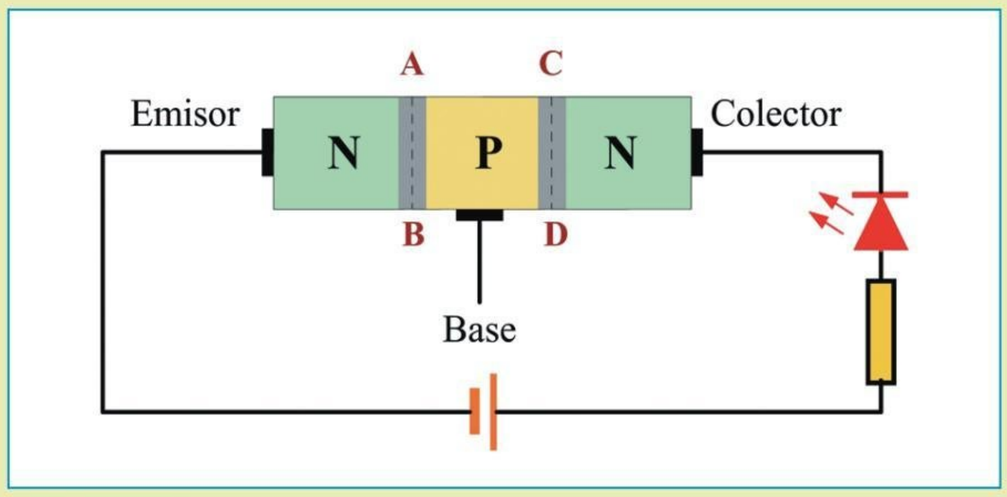


Figura 9.9.

f) Consigue una resistencia de 1.000 Ω y una pila de 1,5 V y realiza el montaje que se propone en la Figura 9.10. Podrás comprobar cómo en este caso sí que se enciende el diodo LED.

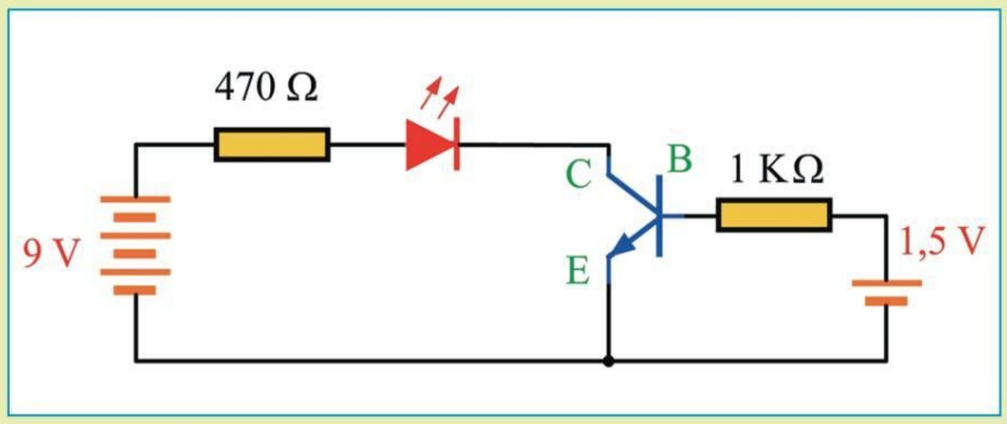


Figura 9.10.

© Ediciones Paraninfo

¿Cuál es la explicación? La principal barrera que se oponía al paso de los electrones desde el emisor al colector la constituía la barrera AB (Figura 9.11), ya que una vez atravesada esta los electrones se encuentran bajo la influencia del campo eléctrico del polo positivo.

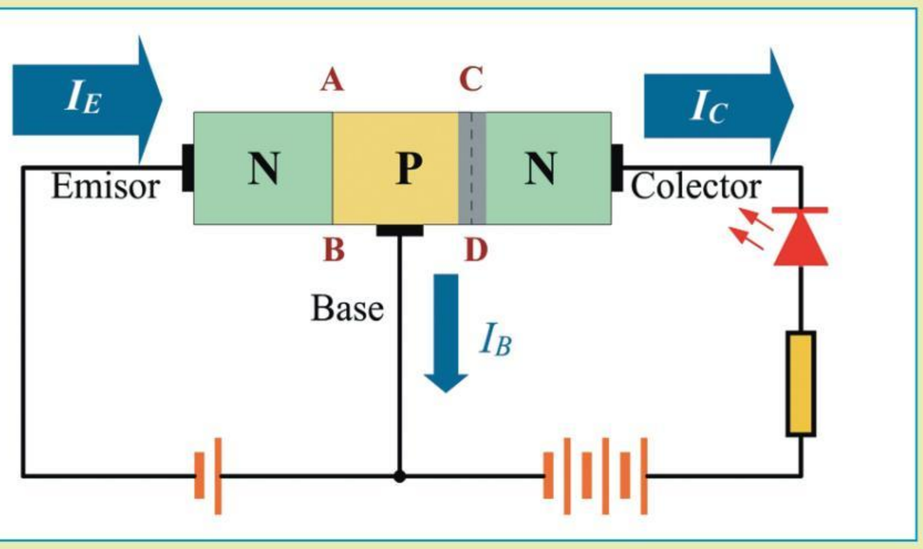


Figura 9.11.

Al aplicar una pequeña tensión positiva a la base (cristal P), con respecto al emisor (cristal N), dicha barrera desaparecerá, por quedar polarizada directamente la unión de los cristales PN que la componen, sintiéndose atraídos los electrones por los potenciales positivos de la base y del colector. Dado que el potencial positivo del colector es mucho más elevado que el de la base, los electrones se sentirán más atraídos por el primero, por lo que se obtiene una elevada corriente de colector I_C (que hace que el diodo LED se encienda) y una pequeña corriente de base I_B.

A esta explicación hay que añadir que, al ser el cristal de la base extremadamente delgado y estar débilmente contaminado con unos pocos huecos, la base se satura rápidamente al ser invadida por la gran cantidad de electrones provenientes del emisor, lo que causa una difusión de estos hacia la zona de empobrecimiento de la unión con el colector. Una vez que los electrones han superado la unión, son atraídos con fuerza por el fuerte campo eléctrico positivo a que está sometido el colector.

El número de electrones que fluyen hacia el colector será más elevado cuanto mayor sea la tensión de polarización directa del diodo base-emisor. Por lo que se puede decir que esta tensión junto con la corriente de base, controlan la corriente de colector. Haciendo un símil, podríamos decir que la tensión de polarización del diodo base-emisor abre más o menos una compuerta por donde pasan los electrones; esta compuerta se consigue abrir con un pequeño esfuerzo (débil corriente de base); sin embargo, por ella pasan una gran cantidad de electrones, que se dirigen hacia el colector, debido al fuerte potencial eléctrico que este posee.

Si tenemos en cuenta que la corriente de base es muy pequeña con respecto a la del colector y que esta última varía en consonancia con la primera, habremos comprendido la más importante propiedad del transistor, consistente en su capacidad de amplificación de corriente.

Este fenómeno nos permitirá que, con la débil corriente que puede tener cualquier forma de variación en el tiempo, como pueden ser señales de radio, TV, sonido, etc., podamos obtener la misma forma de variación en el tiempo sobre una corriente mayor, procedente de una fuente de alimentación, lo que da lugar a poder transformar señales débiles en otras suficientemente fuertes para producir, por ejemplo, sonido en un altavoz, imagen en un televisor, etc. (Figura 9.12).

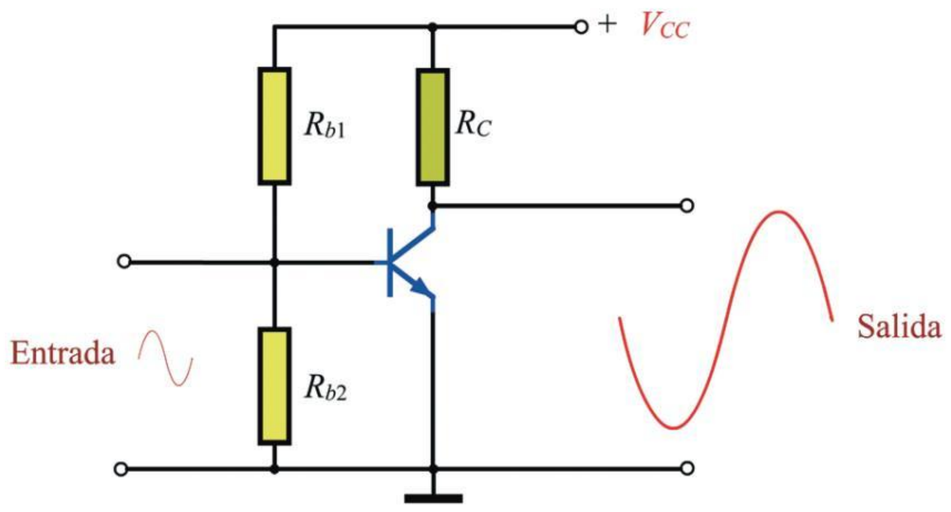


Figura 9.12. El transistor como amplificador.

El estudio que se ha hecho para el transistor NPN es igualmente válido para el PNP, con la única diferencia de que en el caso del transistor PNP la conducción se produce cuando se aplica una tensión negativa en el colector con respecto al emisor y una tensión igualmente negativa, aunque de inferior valor a la base, con respecto al emisor (Figura 9.13).

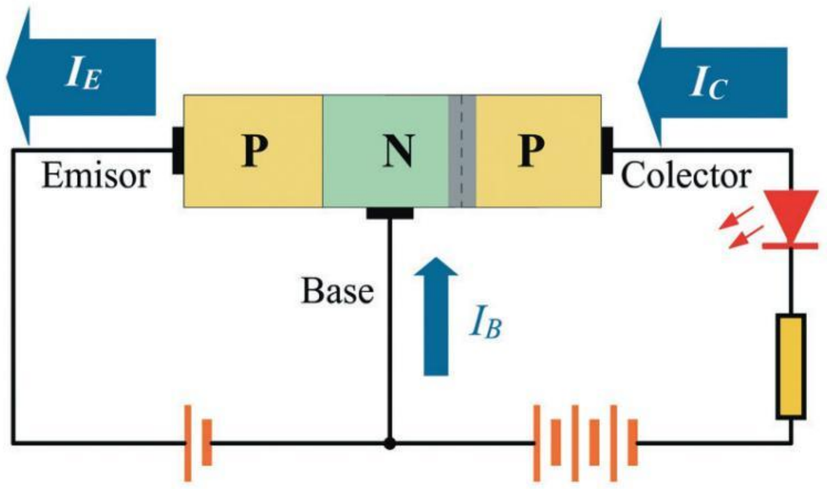


Figura 9.13. Polarizaciones en un transistor PNP.

9.1.2. Símil hidráulico del funcionamiento del transistor

Para ayudarnos a entender mejor el funcionamiento de un transistor a continuación vamos a hacer una comparación entre un circuito hidráulico y un circuito eléctrico (Figura 9.14 y Tabla 9.1).

© Ediciones Paraninfo

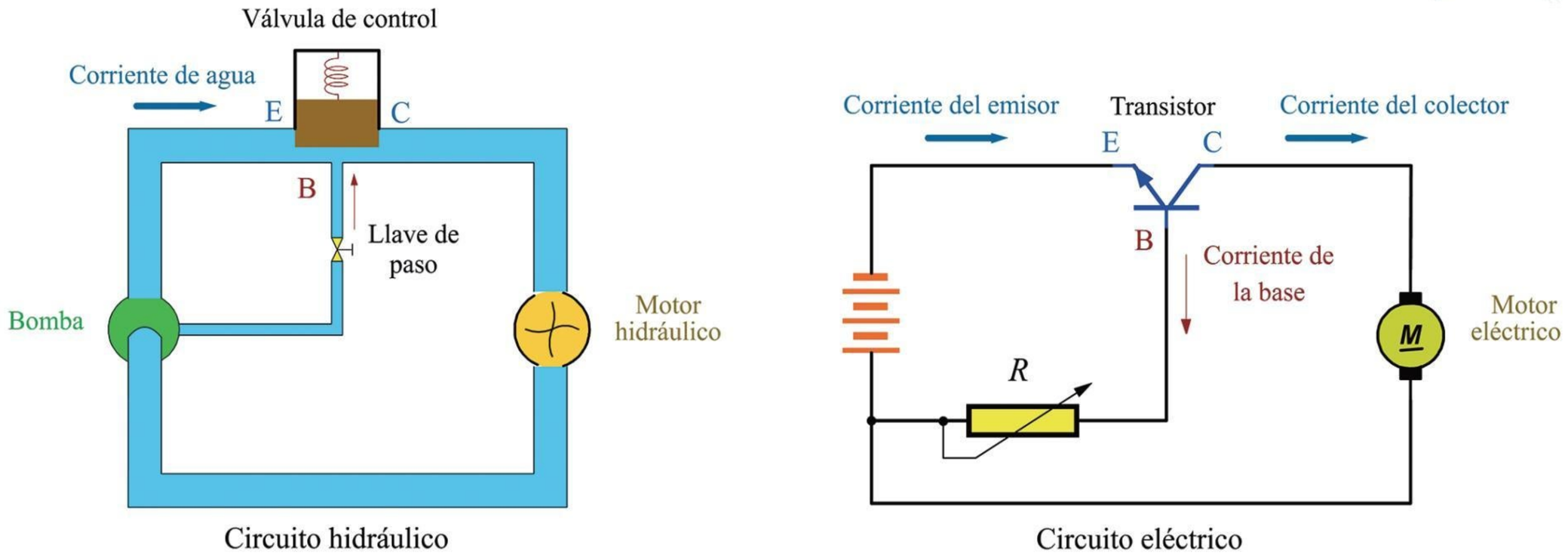
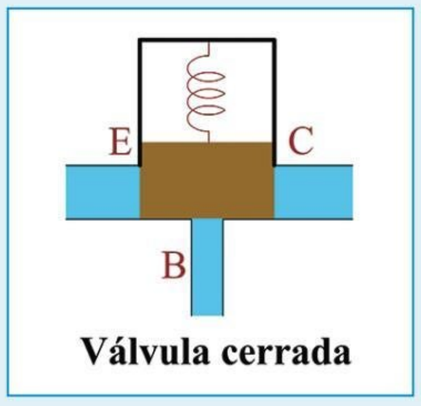
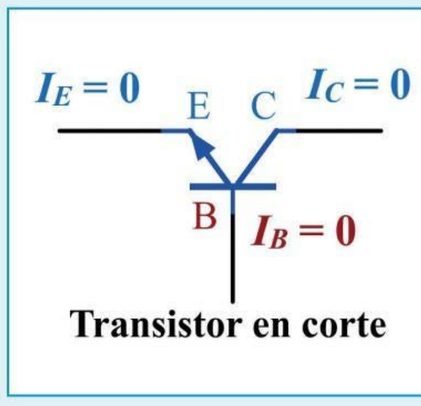
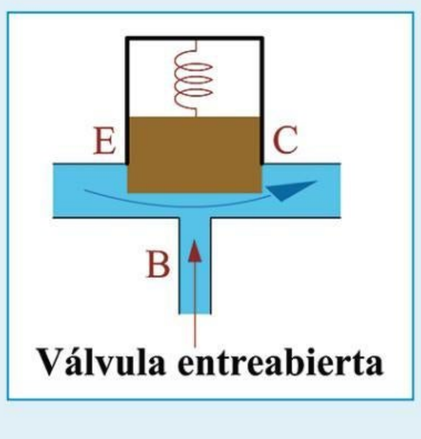
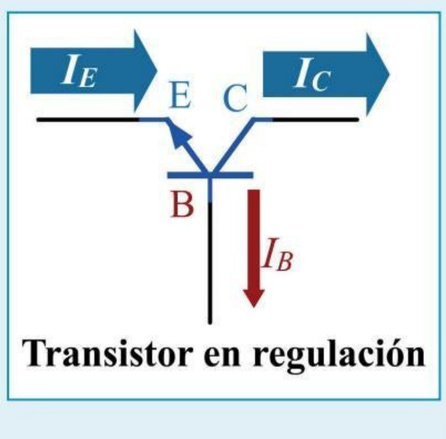
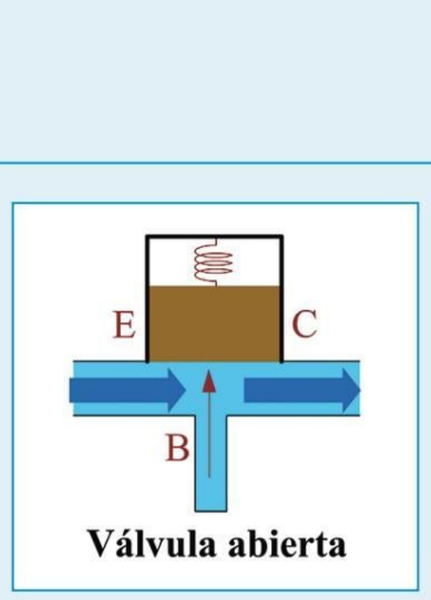
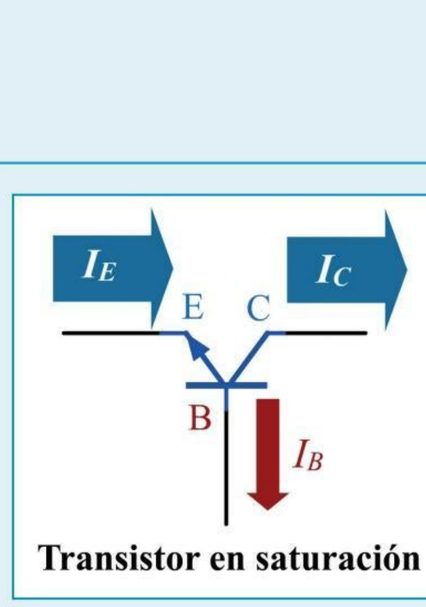


Figura 9.14. Comparación entre un circuito hidráulico y un circuito con transistor.

Tabla 9.1. Símil hidráulico del funcionamiento del transistor

Circuito hidráulico		Circuito eléctrico	
La bomba impulsa el agua a través de la válvula de control hacia el motor hidráulico		La fuente de alimentación impulsa a la corriente eléctrica a través del transistor hacia el motor eléctrico	
 **Válvula cerrada**	Si la llave de paso está cerrada, la válvula de control también está cerrada gracias al muelle de cierre de la misma, por lo que el motor hidráulico no se mueve.	 **Transistor en corte**	Si variamos la resistencia del potenciómetro *R*, hasta conseguir que la intensidad por la base (I_B) sea nula, la unión base emisor no está polarizada, por lo que, tanto la corriente de emisor (I_E) como la de colector se anulan (I_C) ***(funcionamiento del transistor en corte)*** y el motor no se mueve.
 **Válvula entreabierta**	Si abrimos más o menos la llave de paso, la presión que llega a la válvula de control empuja el muelle y hace que esta se abra también más o menos. El caudal por la tubería principal se hará más o menos grande y el motor hidráulico se moverá con más o menos velocidad. Con un pequeño aumento del caudal en la tubería de la llave de paso se consigue un aumento más grande en la tubería principal. De esta forma, conseguimos regular la velocidad del motor hidráulico con un pequeño esfuerzo en la llave de paso (amplificación).	 **Transistor en regulación**	Si variamos más o menos la resistencia del potenciómetro hasta conseguir que la pequeña intensidad por la base sea suficiente para polarizar la unión base emisor, se conseguirá que aparezca un valor de intensidad de corriente en el emisor y colector lo suficientemente grande para mover el motor eléctrico ***(funcionamiento del transistor en regulación)***. Con un pequeño aumento en la corriente de base se consiguen aumentos más grandes en las corrientes de emisor y colector (amplificación).
 **Válvula abierta**	Si abrimos la llave de paso los suficiente para conseguir que la presión sobre el muelle se desplace hasta su posición máxima, la válvula principal se abrirá totalmente. El caudal por la tubería principal se hará ahora máximo y el motor hidráulico se moverá a la máxima velocidad.	 **Transistor en saturación**	Si variamos la resistencia del potenciómetro hasta conseguir que la corriente de base polarice el transistor hasta el máximo, la intensidad del colector se hará máxima ***(funcionamiento del transistor en saturación)*** y el motor eléctrico se moverá a la máxima velocidad.

© Ediciones Paraninfo

El transistor es capaz de controlar la corriente principal que fluye entre el colector y el emisor gracias a la pequeña corriente aplicada a la base.

Si la corriente por la base es nula, también lo será la corriente entre el emisor y el colector, quedando el transistor en corte.

Si la corriente por la base es grande, la corriente entre el emisor y el colector se hace máxima, entrando el transistor en saturación.

Si hacemos variar la pequeña corriente aplicada a la base entre los valores que producen el corte y la saturación, la corriente principal entre el emisor y el colector seguirá estas variaciones pero con corrientes más fuertes (efecto de amplificación).

9.1.3. Identificación de transistores

La mejor forma de identificar un transistor es anotar su referencia y, posteriormente, consultar sus características en las hojas de especificaciones técnicas que facilita su fabricante.

Como en otras ocasiones, en las siguientes direcciones de internet podrás encontrar las características que necesites de cualquier componente electrónico.

- http://www.datasheetlocator.com/es/
- http://www.datasheetcatalog.net/es/

Si no dispusiésemos de su hoja de características, con la ayuda de un multímetro digital podríamos averiguar si un transistor desconocido es del tipo PNP o NPN. Para ello habría que utilizar la función de comprobación de diodos, e ir midiendo la tensión de polarización que aparece entre cada uno de terminales del transistor.

Entre los terminales del emisor y el colector, para cualquiera de los dos tipos, y en cualquier orden que conectemos las puntas de prueba, el multímetro no indica ninguna tensión de polarización, y da una lectura <<1>>.

Una vez localizada la base, al conectar la punta roja a este terminal, y la negra al emisor o al colector, para un transistor NPN, el multímetro nos mostrará la tensión de polarización de estas dos uniones. Y no arrojará ningún resultado para un transistor PNP.

Si conectamos la punta negra a la base, y la roja al emisor o al colector, para un transistor PNP, obtendríamos la tensión de polarización de estas uniones.

Teniendo en cuenta que la tensión de polarización de la unión base-colector es un poco más pequeña que de la unión base-emisor, podremos identificar con facilidad cada uno de sus terminales.

En la Figura 9.15, se muestra un ejemplo práctico para un transistor NPN, de cómo la tensión de polarización entre los terminales de base y colector es algo menor que la de la unión base-emisor.

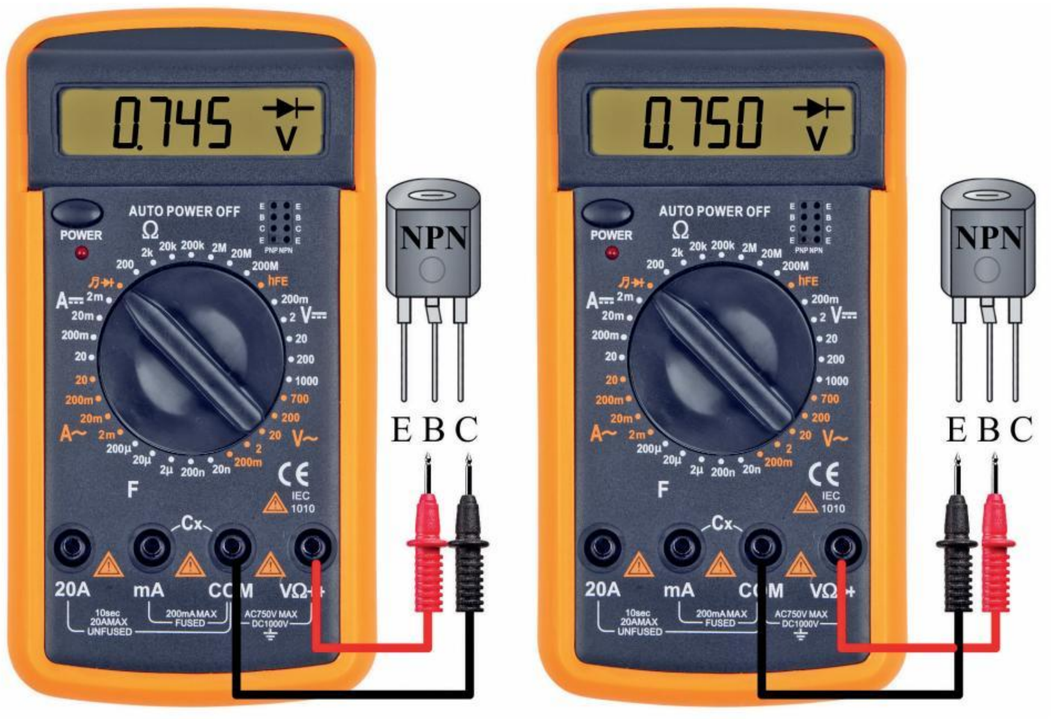


Figura 9.15. La tensión de polarización de la unión base-colector es un poco más pequeña que la de unión base-emisor.

9.1.4. Comprobación del estado de un transistor

Utilizando la misma técnica que para la identificación de los terminales de un transistor con multímetro, es posible comprobar si el transistor está en buen estado. Así, por ejemplo, si al realizar las diferentes comprobaciones, obtenemos cifras nulas de tensión de polarización entre las uniones base-colector, o base-emisor, será indicio de daños en alguna de dichas uniones.

Por otro lado, los polímetros digitales suelen ir equipados con un dispositivo, llamado transistómetro, para poder conectar el transistor y así poder determinar su ganancia. Para ello dispone de dos filas de tres conexiones, una para transistores PNP y otra para NPN, tal como se muestra en la Figura 9.16.

Figura 9.16. Medida de la ganancia mediante polímetro digital.

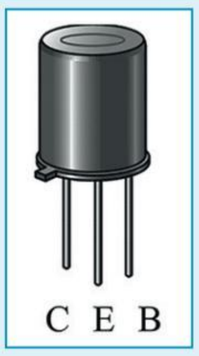
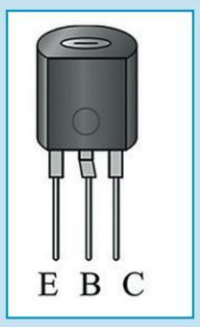
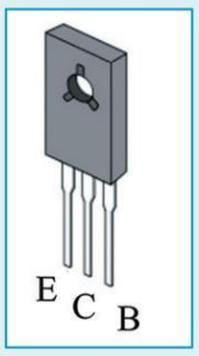
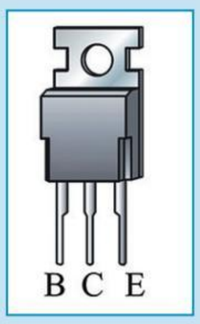
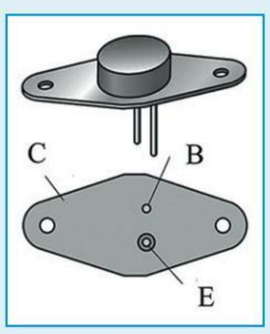
© Ediciones Paraninfo

Con este dispositivo podemos medir la ganancia de un transistor una vez conectado en el apartado que le corresponde, según su tipo y en el orden de terminales correcto. Aprovechando el transistómetro, se puede verificar el estado de un transistor, ya que si este está en buen estado tendrá que medirse una ganancia aceptable. Con este sistema también es posible comprobar la disposición de los tres terminales del transistor, ya que hasta que este no se conecta adecuadamente al transistómetro no se mide ganancia alguna.

9.1.5. Encapsulado de transistores

El tamaño de la capsula de un transistor depende de la potencia que es capaz de disipar. Los transistores se fabrican en diferentes tipos de encapsulados normalizados en función de la aplicación. En la Tabla 9.2 se muestra un resumen de los encapsulados más utilizados y la disposición de sus terminales.

Tabla 9.2. Encapsulado de transistores

TO-18		Se emplea para transistores de pequeña señal. El cuerpo está formado por una carcasa metálica.
TO-92		Muy utilizado en transistores de pequeña señal. El cuerpo es de plástico.
TO-126		Se emplean para transistores de pequeña potencia y existe la posibilidad de fijarlos a aletas de refrigeración mediante un tornillo, gracias al orificio central con el que viene dispuesto.
TO-220		Se utilizan para transistores de algo más de potencia que los anteriores. Aquí también es posible la fijación de una aleta de refrigeración.
TO-3		Se emplean en transistores de gran potencia. Su cuerpo es metálico y se suelen fijar a aletas de refrigeración a través de dos tornillos. Solo dispone de dos terminales, ya que el colector se conecta directamente al cuerpo metálico.

9.1.6. Identificación de componentes semiconductores

Para identificar a los semiconductores se inscribe en su encapsulado un código de designación normalizado, como por ejemplo el BC107. Este código nos proporciona información básica sobre el tipo de componente semiconductor.

En la actualidad existen tres tipos de códigos según el país de origen:

PROELECTRON	Europa
JEDEC	Estados Unidos
JIS	Japón

Actividad propuesta 9.1

Averigua el significado de los siguientes códigos de designación: BC107-BSX51-1N4001-2N1025-2SB984.

Para poder resolver esta actividad consulta en el MATERIAL WEB que se ha elaborado para este texto el documento: «Identificación de componentes semiconductores», donde podrás encontrar el significado de cada uno de los códigos según el país.

9.1.7. Intensidades de corriente en el transistor

En los apartados anteriores hemos estudiado, de una forma experimental, el funcionamiento del transistor. Completaremos a continuación algunos otros aspectos más particulares del mismo, como son la relación de intensidades de corriente que aparecen en cada uno de los terminales del transistor. Pero antes vamos a realizar un pequeño repaso de los conocimientos ya adquiridos, intentando, a su vez, dar una mayor profundidad a los mismos.

Este estudio lo realizaremos también sobre un transistor NPN. Este tipo es más utilizado que el PNP, ya que actúa algo más rápido y se adapta mejor a los sistemas donde se conecta el negativo a masa. No obstante, es fácil encontrar los dos tipos de transistores en un mismo circuito, ya que su combinación amplía las posibilidades del diseñador.

Tal como está polarizado el transistor NPN (Figura 9.17), el diodo formado por la unión del emisor y la base queda polarizado directamente con la tensión V_{BE}. Para que esto ocurra, será suficiente con una tensión mínima, superior a la umbral, que en el caso del silicio será de 0,6 V a 0,7 V. Este fenómeno de polarización directa hace que la resistencia base-emisor (R_{BE}) disminuya a un valor muy reducido (por debajo de los 100 Ω).

© Ediciones Paraninfo

Por otro lado, el diodo formado por la unión de la base y el colector aparece polarizado inversamente por la tensión V_{CB}, que es de un valor mucho más alto que V_{BE}. De aquí, se deduce que la resistencia entre el colector y la base (R_{CB}) sea de un valor elevado (unos 10 kΩ).

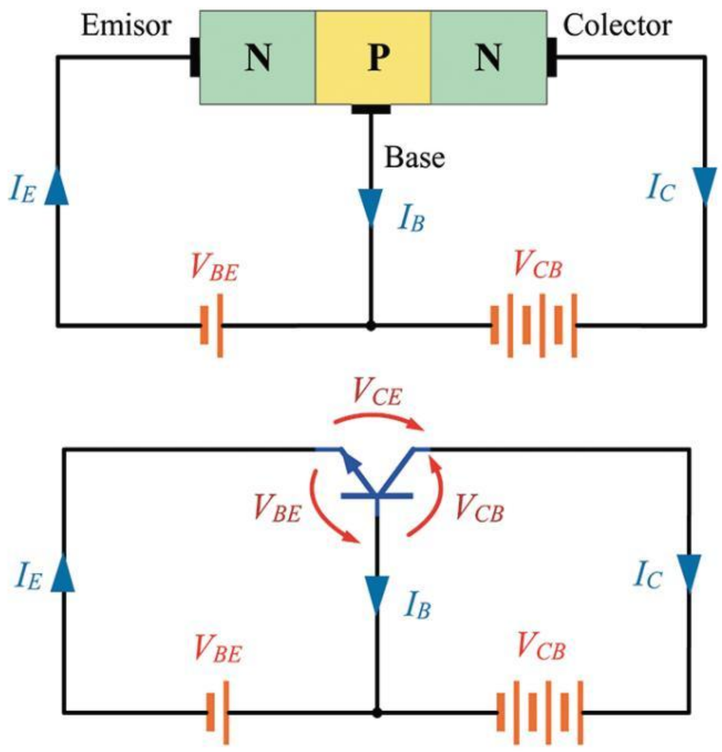


Figura 9.17. Intensidades de corriente en el transistor.

Sin embargo, tal como se pudo apreciar en las experiencias llevadas a cabo, la corriente es capaz de atravesar tanto la unión polarizada directamente como la polarizada inversamente. De tal forma que el valor de la corriente que entra por el emisor I_E se acerca bastante a la del colector I_C, por tanto la corriente que sale de la base será muy pequeña.

Efectivamente, la región que ocupa la base del transistor es muy reducida y está mínimamente impurificada, por lo que posee muy pocos huecos. De esta forma, los electrones que emite el emisor superan sin dificultad la unión emisor-base, por estar polarizada directamente. Pero es probable que uno de estos electrones encuentre en la base un hueco libre con el que combinarse. Por ello, la corriente de base será muy débil. Sin embargo, estos electrones, una vez que superan la barrera de emisor-base, se sienten fuertemente atraídos por el potencial eléctrico positivo del colector, por lo que se establece un valor considerable de corriente de colector I_C.

Lo normal es que el 99 % de la corriente del emisor se dirija directamente al colector y que el 1 % restante lo haga a la base.

Se puede establecer una ecuación que relacione estas tres corrientes, de tal forma que:

$$I_E = I_C + I_B$$

A pesar de que la corriente de base es muy débil, esta es muy valiosa, ya que gracias a ella se puede gobernar la gran corriente que aparece en el colector. De tal forma que, si la corriente de base fuese nula, no habría corriente de colector. Téngase en cuenta que, al desaparecer la tensión de polarización de la unión emisor-base, los electrones del emisor no pueden superar esta barrera.

9.1.8. Ganancia de corriente o parámetro beta (β) de un transistor

La circunstancia de que una pequeña corriente de base controle las corrientes de emisor y colector mucho más elevadas, indica la capacidad que posee un transistor para conseguir una gran **ganancia de corriente.** Así, la ganancia de corriente de un transistor es la relación que existe entre la variación o incremento de la corriente de colector y la variación de la corriente de base.

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

Actividad resuelta 9.1

En el caso de que en un transistor se obtenga una variación de corriente de colector de 8 mA y de 0,08 mA en la corriente de base, la ganancia será:

Solución:

$$\beta = \frac{8}{0{,}08} = 100$$

La ganancia de corriente de los transistores comerciales varía bastante de unos a otros. Así, nos podemos encontrar transistores de potencia que poseen una β de tan solo 20. Por otro lado, los transistores de pequeña señal pueden llegar a tener una β de 400. Por todo ello, se puede considerar que los valores normales de este parámetro se encuentran entre 50 y 300.

En las hojas de especificaciones técnicas, que facilitan los fabricantes de transistores, en vez de utilizarse β para identificar la ganancia de corriente, se suele utilizar $\boldsymbol{h_{FE}}$. Así, por ejemplo, para el transistor con referencia BC 108, se lee en sus hojas de características una h_{FE} entre 150 y 290; lo que nos indica que la ganancia de corriente de este transistor puede encontrarse entre estos valores.

La ganancia de corriente varía notablemente con la corriente de colector. Además, la temperatura ambiente influye positivamente en el aumento de dicha corriente. Hay que pensar que, al aumentar la temperatura de la unión del diodo colector, aumenta el número de portadores minoritarios y, por tanto, se produce un aumento de la corriente de colector.

© Ediciones Paraninfo

9.1.9. Tensiones de ruptura

Al igual que ocurría con los diodos, cuando se polariza inversamente cualquiera de las uniones de un transistor, aparecen pequeñas corrientes inversas, que no provocarán la ruptura de dichas uniones, si la tensión que se aplica no supera los valores máximos fijados en las hojas de especificaciones técnicas. Se pueden dar dos casos diferentes a tener en cuenta:

a) **Tensión inversa colector-base (V_{CBO}) con el emisor abierto:** en la Figura 9.18 se ha abierto el circuito del emisor; observa cómo la unión formada por la base y el colector están polarizadas inversamente con la tensión V_{CB}. Como ocurría con los diodos, esto provoca la circulación de una pequeña corriente de fuga (I_{CBO}) que no será peligrosa hasta que no se alcance la tensión de ruptura de la unión. Normalmente esta tensión suele ser elevada (del orden de 20 a 300 V).

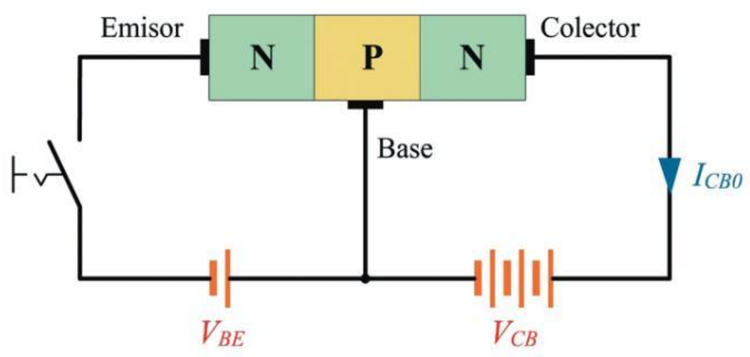


Figura 9.18. Transistor con el emisor abierto.

Nunca deberá trabajarse, por supuesto, con una tensión superior a la indicada por el fabricante en sus hojas técnicas.

Este dato suele aparecer indicado con las siglas V_{CBO}.

b) **Tensión inversa colector-emisor (V_{CEO}) con la base abierta:** en este otro caso, se ha abierto la base y, por tanto, se aplica una tensión entre el colector y el emisor que es igual a la suma de las tensiones de las dos fuentes (Figura 9.19). Esta fuerte diferencia de potencial provoca un pequeño flujo de electrones que emite el emisor y que se sienten fuertemente atraídos por el potencial positivo de la fuente. El resultado es una pequeña corriente de fuga de emisor a colector I_{CEO}. Al igual que ocurría anteriormente, el valor de esta corriente está determinado por la tensión colector-emisor (V_{CEO}) aplicada. En las hojas técnicas también aparece la tensión máxima de funcionamiento (V_{CEO}), que en ningún caso debe ser superada, para evitar el peligro de destrucción del semiconductor.

Así, por ejemplo, para el transistor BC 108, en las hojas de especificaciones técnicas aparecen los siguientes valores para las tensiones de ruptura: V_{CBO} = 30 V y V_{CEO} = 20 V, lo que significa que este transistor nunca deberá operar con tensiones superiores a estos valores especificados.

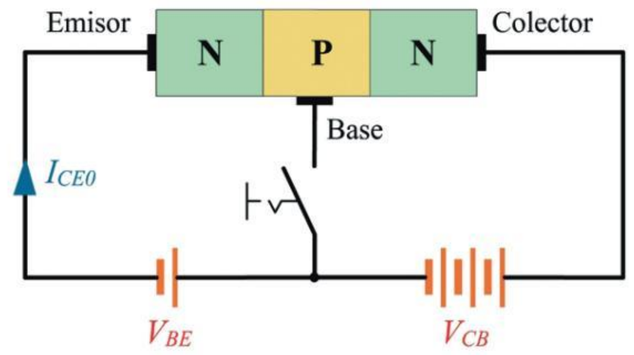


Figura 9.19. Transistor con la base abierta.

9.1.10. Características de los transistores bipolares

Las curvas características del transistor relacionan entre sí todas las magnitudes de tensión e intensidad de corriente que se dan en él, como son: la tensión colector-emisor (V_{CE}), la tensión base-emisor (V_{BE}), la tensión colector-base (V_{CB}), la corriente de base (I_B), la corriente de colector (I_C) y la corriente de emisor (I_E). De esta forma, conociendo las curvas características, se puede entender el funcionamiento del transistor, así como determinar la mayor parte de los aspectos que lo definen, como pueden ser: parámetro β, resistencia de entrada y resistencia de salida, ganancia de tensión, determinación del punto de funcionamiento de un transistor y otras más.

9.1.11. Curvas características con el emisor común (EC)

La mayoría de los circuitos con transistores utiliza el emisor como terminal común entre la entrada y la salida, en vez de la base. En la Figura 9.20 se muestra el circuito básico con la configuración en emisor común (EC).

Ahora la base hace de electrodo de entrada y el colector de electrodo de salida.

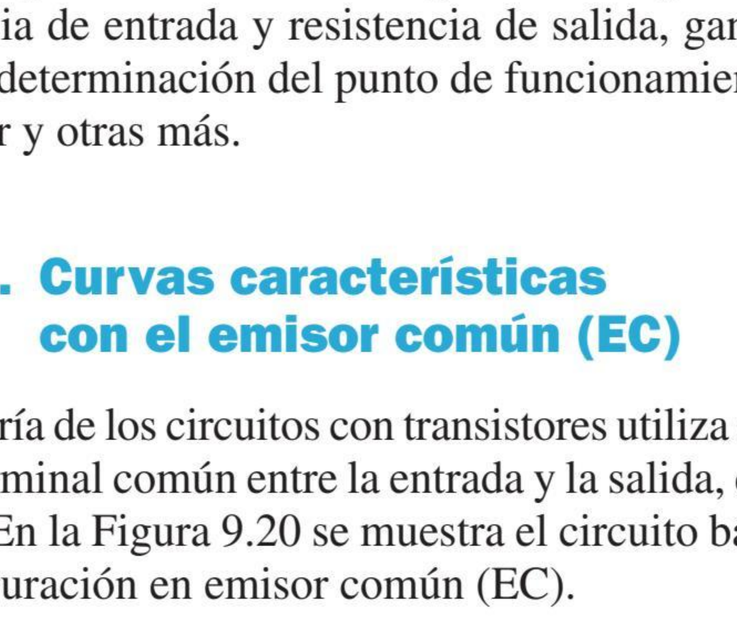


Figura 9.20. Transistor en emisor común.

© Ediciones Paraninfo

El funcionamiento del transistor en este circuito es similar al de la configuración *BC*. Cuando la tensión de polarización directa V_{BE} del diodo emisor-base supera los 0,7 V (para transistores de silicio), los electrones libres, que provienen del emisor, traspasan la delgada capa de la base, en dirección al colector, empujados por el fuerte potencial eléctrico causado por la polarización inversa V_{CE}. Como podremos comprobar en las curvas características, el valor de la corriente de colector dependerá casi exclusivamente de la corriente de base.

Características $I_C = f\,(V_{CE})$ para I_B = cte

Estas características también son conocidas como familia de colector, ya que son las correspondientes a la tensión e intensidad del colector. En la Figura 9.21 se muestra una familia de curvas de colector para diferentes valores constantes de la corriente de base.

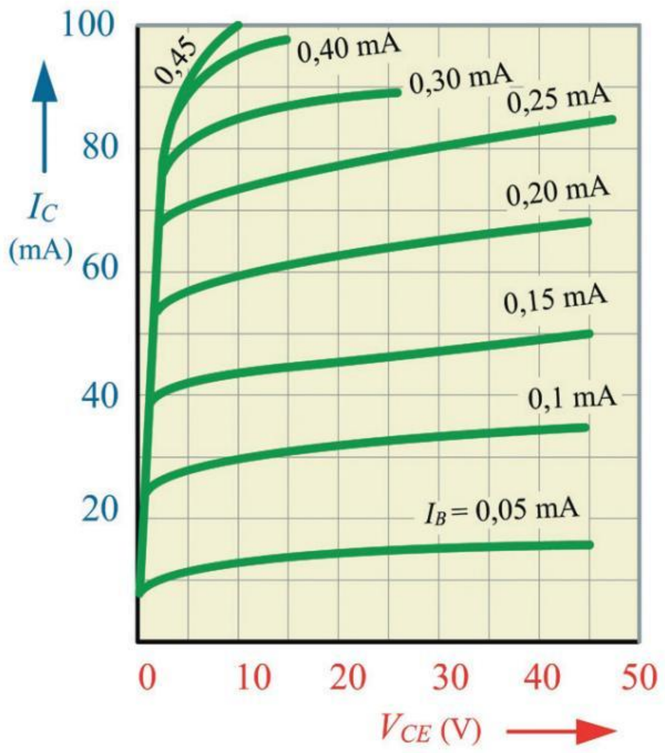


Figura 9.21. Curvas $I_C = f(V_{CE})$ para I_B constante.

Estas curvas representan, en cierto modo, la forma de funcionamiento del transistor. Se puede comprobar que, para una tensión constante de colector-emisor, si se producen pequeñas variaciones de la corriente de base (del orden de μA) se originan unas variaciones en la corriente del colector mucho más elevadas (del orden de mA). De lo cual se deduce la capacidad del transistor para amplificar corrientes.

Observa que, en la mayor parte de las curvas, la tensión V_{CE} afecta muy poco a la corriente de colector I_C. Si se aumenta V_{CE} demasiado (por encima de V_{CEO}), la unión del colector entra en la región de ruptura y este puede llegar a destruirse. Sin embargo, si la tensión V_{CE} es muy pequeña (por debajo de 0,7 V), la corriente de colector será muy débil, por lo que se obtiene una ganancia de corriente muy baja. En conclusión, para conseguir que el transistor trabaje como amplificador de corriente, la tensión de polarización inversa V_{CE} debe mantenerse por encima de 0,7 V y por debajo de la tensión de ruptura.

Característica $I_B = f\,(V_{BE})$ para V_{CE} = cte

Mediante esta curva podemos determinar los efectos que producen las variaciones de la tensión de polarización V_{BE} sobre la corriente de base I_B. Estas gráficas reciben el nombre de curvas características de transferencia. Las curvas que se obtienen son muy similares a las de un diodo cuando se le polariza directamente. En la Figura 9.22 se muestra la diferencia existente entre la característica de un transistor de germanio y uno de silicio. El transistor de germanio comienza a conducir cerca de los 0,2 V y el de silicio a los 0,6 V, aproximadamente.

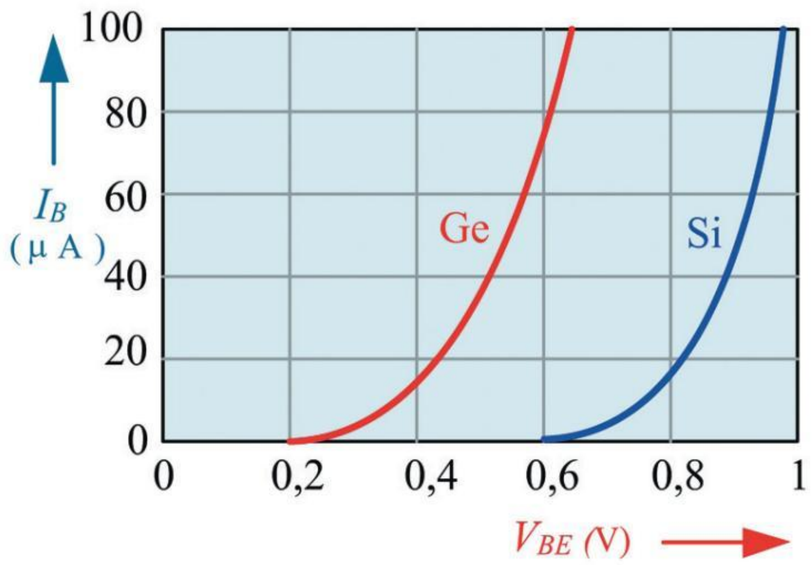


Figura 9.22. Curvas $I_B = f(V_{BE})$ para V_{CE} constante.

Estas tensiones permanecen prácticamente constantes, por lo que serán de gran ayuda para localizar averías en circuitos con transistores.

Los transistores de germanio se han ido dejando de utilizar paulatinamente, lo que ha dado paso a los de silicio, que son más baratos y responden mejor a las altas temperaturas. No obstante, el germanio ofrece algunas ventajas en determinadas aplicaciones.

9.1.12. Curva de potencia máxima de un transistor

Una de las aplicaciones de las curvas características de un transistor es que, a partir de estas, se pueden determinar sus límites de funcionamiento. Estos límites están determinados por la potencia máxima que puede desarrollar un transistor sin provocar su destrucción.

Veamos en qué consiste este fenómeno: el transistor posee una resistencia entre el colector y el emisor, que varía en función de la intensidad que se le aplique a su base I_B. Por esta resistencia variable circula una corriente I_C, relativamente grande, que provoca en ella una potencia calorífica, debido al efecto Joule. Esta potencia se calcula realizando

© Ediciones Paraninfo

el producto de la tensión V_{CE}, aplicada entre el colector y el emisor, por la intensidad de colector I_C.

$$P = V_{CE} \cdot I_C$$

Como esta potencia se transforma íntegramente en calor, provoca un aumento de la temperatura en el transistor que, en el caso de salirse de los límites admisibles, provocará la destrucción de este.

La potencia máxima de trabajo de un transistor es un dato que proporcionan los fabricantes en las hojas de especificaciones técnicas.

Actividad resuelta 9.2

Dibuja la curva de potencia máxima de un transistor para que este no exceda de 600 mW.

Solución:

Con este dato se puede trazar una curva de potencia máxima sobre la familia de curvas de colector, para así poder determinar para qué tensión de colector-emisor y corriente de colector es posible trabajar con el transistor sin que se deteriore.

De esta forma, para no superar los valores límite en nuestro ejemplo se deberá cumplir en todo momento la expresión:

$$P_{máx} = V_{CE} \cdot I_C = 600 \text{ mW} = 0{,}6 \text{ W}$$

Luego la curva de potencia máxima para este transistor será tal que el producto de V_{CE} por I_C sea igual a 0,6 W.

En la Figura 9.23 se muestran las curvas correspondientes a la familia de colector del transistor de nuestro ejemplo, y en las que se ha añadido la curva de potencia máxima. Para trazarla, se ha procedido de la siguiente forma:

Primero, se fijan una serie de tensiones de colector-emisor; por ejemplo: 0 V, 5 V, 10 V, 15 V, 20 V, 25 V, 30 V, 35 V, 40 V y 45 V. Seguidamente, se calculan las corrientes máximas que podrán circular por el colector para cada una de estas tensiones, sin que se sobrepase la potencia máxima de 0,6 W. Los diferentes valores de I_C vendrán dados por la fórmula:

$$I_C = \frac{P_{máx}}{V_{CE}}$$

De esta forma tendremos que:

Para $V_{CE} = 0$ V, $I_C = \frac{0{,}6}{0} = \infty$ A

Para $V_{CE} = 5$ V, $I_C = \frac{0{,}6}{5} = 0{,}120$ A = 120 mA

Siguiendo este mismo proceso, podrás comprobar que aparecen las siguientes parejas de valores:

V_{CE} (V)	0	5	10	15	20	25	30	35	40	45
I_C (mA)	∞	120	60	40	30	24	20	17	15	13

Una vez hecho esto, se llevan los valores obtenidos a la familia de curvas de colector, formando el resultado de la unión de los puntos una hipérbola como la que se muestra en la Figura 9.23.

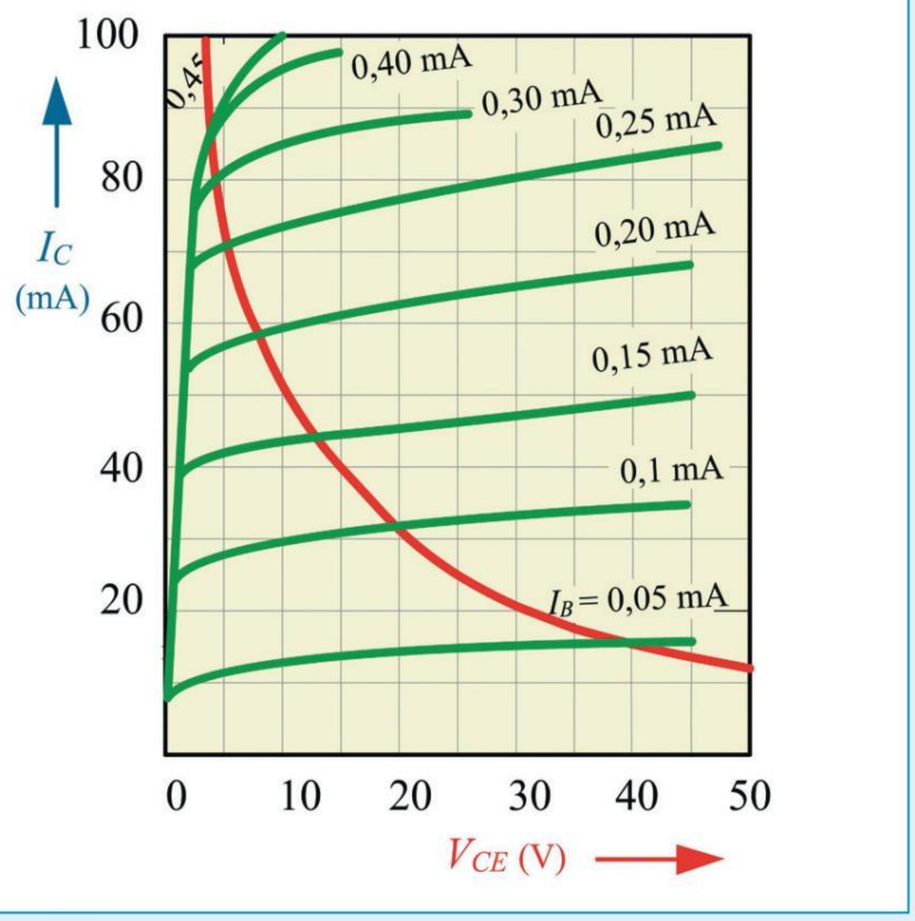


Figura 9.23. Curva de potencia máxima de un transistor.

Esta hipérbola divide la característica en dos zonas claramente diferenciadas: la zona prohibida de funcionamiento, que queda por encima de ella y en la cual la potencia es superior a 600 mW y, por tanto, es ahí donde el transistor corre peligro de destrucción por la acción del calor; y la zona de trabajo, que queda por debajo de la hipérbola y en la cual la potencia es inferior a 600 mW.

Influencia de la temperatura ambiente en la potencia máxima de un transistor

La potencia máxima que un transistor puede disipar en forma de calor depende de la temperatura máxima permitida en la unión del colector T_J (máx). Esta temperatura nunca debe ser superada, ya que a partir de ella se puede destruir el transistor. Este dato aparece en las hojas de características del componente. Así, por ejemplo, el transistor BC 107 posee una T_J (máx) de 175 °C.

La potencia máxima a que puede trabajar un transistor también depende de la temperatura ambiente. Hay que tener en cuenta que el calor producido en las uniones se conduce a través del encapsulado del transistor y se disipa al aire que lo rodea. Cuanto mayor sea la temperatura de este aire

© Ediciones Paraninfo

(temperatura ambiente), peor será la ventilación del transistor y, por tanto, menor la potencia máxima que se le puede exigir.

Por lo general, en las hojas técnicas se indica la potencia máxima para una temperatura ambiente de 25 °C.

En el caso de que la temperatura ambiente fuese superior, habría que encontrar la potencia máxima de funcionamiento para que el transistor trabaje dentro de sus límites de temperatura admisibles. En algunas hojas de especificaciones técnicas aparece una curva de relación, como la que se muestra en la Figura 9.24.

La curva de la Figura 9.24 nos indica que para una temperatura ambiente de 25 °C la potencia máxima es de 125 mW. Sin embargo, para 55 °C, la potencia disminuye a 50 mW.

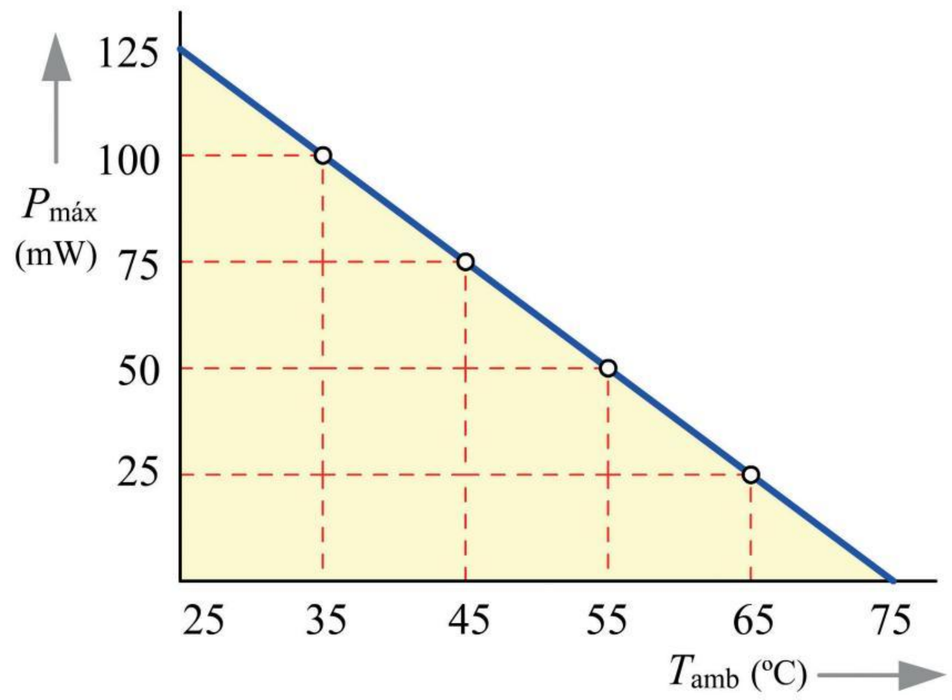


Figura 9.24. Relación de la potencia máxima de un transistor con la temperatura ambiente.

Aletas de refrigeración

En el caso de que se desee aumentar la potencia de un transistor, se puede acoplar un disipador de calor, o aleta de refrigeración en la superficie de la cápsula. De esta forma se consigue que el calor se evacúe con mayor facilidad hacia el aire exterior. En otras ocasiones se une, mediante tornillos, la cápsula del transistor con el chasis, que en este caso actúa como disipador de calor, por tener una gran superficie (Figura 9.25).

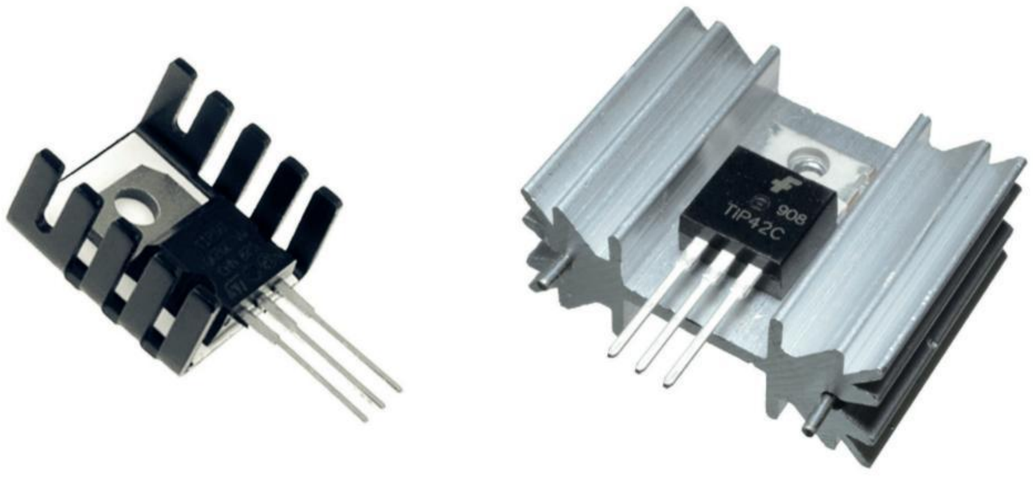


Figura 9.25. Aletas de refrigeración.

9.1.13. Recta de carga de un transistor

En apartados anteriores hemos estudiado el comportamiento de un transistor en todas sus posibilidades de funcionamiento mediante las curvas características. Pero, ¿cómo se comportaría este en el caso de que trabaje con una determinada resistencia de carga R_L? La solución está en trazar una línea de carga en las curvas de colector para poder determinar los puntos de funcionamiento.

En la Figura 9.26 se muestra un transistor NPN en configuración de emisor común. Para determinar la corriente que circula por el colector, podemos aplicar la ley de Ohm entre los extremos de la resistencia de carga R_L. La tensión aplicada a esta resistencia se corresponderá con la tensión total aplicada por la fuente V_{CC} menos la caída de tensión que se produce entre el colector y el emisor V_{CE}. De esta manera obtendremos la siguiente expresión, que se corresponderá con la ecuación de la recta de carga:

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_L}$$

Para dibujar esta recta sobre la curva característica, tal como se muestra en la Figura 9.27, lo primero que hay que hacer es encontrar sus extremos ($I_C = 0$ y $V_{CE} = 0$):

$$\text{Para } V_{CE} = 0, \quad I_C = \frac{V_{CC} - 0}{R_L} \rightarrow I_C = \frac{V_{CC}}{R_L}$$

$$\text{Para } I_C = 0, \quad 0 = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_L} \rightarrow V_{CE} = V_{CC}$$

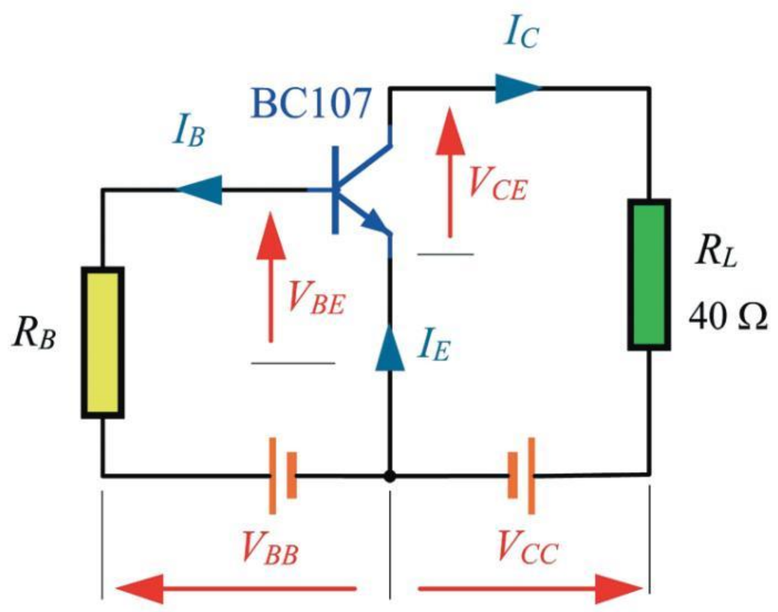


Figura 9.26. Transistor NPN en emisor común.

Llevando estos valores a las curvas características de colector, obtenemos la recta de carga de la Figura 9.27 para una determinada resistencia de carga R_L y una tensión de fuente V_{CC}.

A lo largo de la recta de carga se pueden distinguir tres partes fundamentales: punto de corte, punto de saturación, punto de trabajo.

© Ediciones Paraninfo

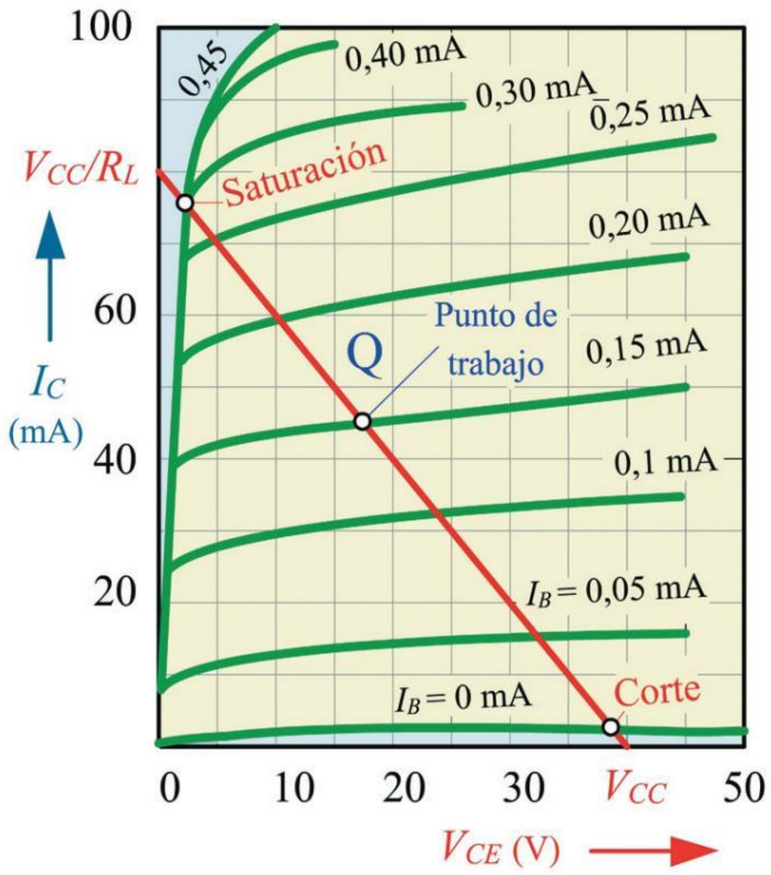


Figura 9.27. Recta de carga de un transistor.

El **punto de corte** es donde la línea de carga corta a la curva correspondiente a la corriente de base igual a cero ($I_B = 0$). Dada la escasa polarización directa a que queda sometido el diodo de emisor-base, la corriente que aparece por el colector es prácticamente nula (solo circula una pequeñísima corriente de fuga I_{CEO}). Haciendo una aproximación, se puede decir, sin equivocarse mucho, que el punto de corte se da en la intersección de la recta de carga con el eje horizontal, es decir, cuando:

$$V_{CE\ \text{corte}} \cong V_{CC}$$

El **punto de saturación** aparece donde la línea de carga corta a la intensidad de base de saturación (Figura 9.27). En este punto la corriente de colector es la máxima que se puede dar para la operación del transistor, dentro de los límites de la recta de carga. Haciendo una aproximación, se puede decir que el punto de saturación aparece en la intersección de la recta de carga con el eje vertical, es decir, cuando:

$$I_{C\ \text{saturación}} \cong \frac{V_{CC}}{R_L}$$

Para corrientes de base superiores a la de saturación se produce también el efecto de saturación en el transistor.

El **punto de trabajo** es aquel en donde el transistor trabaja de una forma normal y que, habitualmente, se encuentra entre la zona de corte y saturación. Para determinar el punto de trabajo (Q) del transistor para una determinada corriente de base (I_B), se busca el punto de intersección de la recta de carga con la curva correspondiente a dicha corriente de base.

Actividad resuelta 9.3

Se trata de determinar la recta de carga para el circuito de la Figura 9.28 y determinar el punto de trabajo del transistor para una corriente de base de 0,15 mA, así como los puntos de corte y saturación.

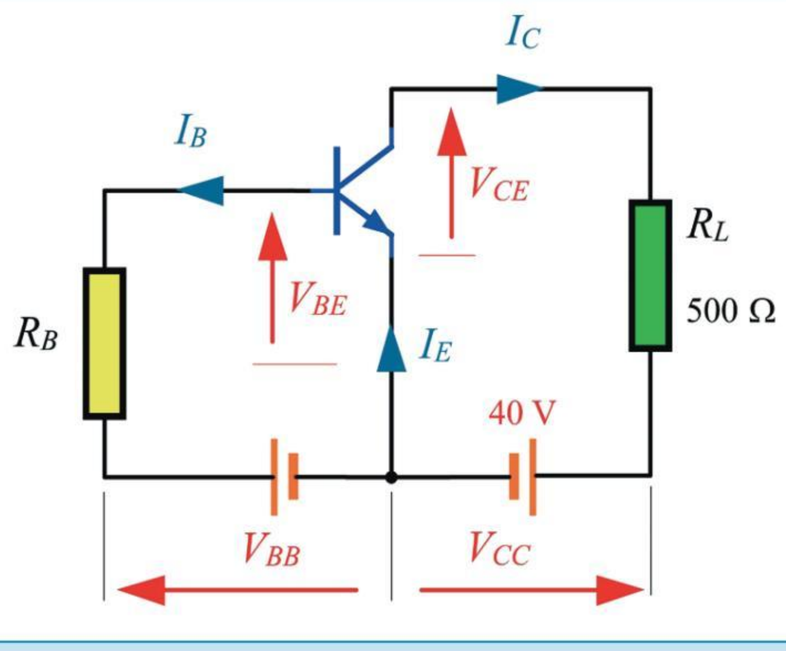


Figura 9.28.

Solución:

Suponiendo que la familia de curvas de colector del transistor es la que se expone en la Figura 9.27, el punto de corte de la línea de carga con el eje horizontal ($I_C = 0$) vendrá determinado por:

$$V_{CE} = V_{CC} = 40\ \text{V}$$

El punto de corte de la línea de carga con el eje vertical ($V_{CE} = 0$) será entonces:

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_L} = \frac{40}{500} = 0{,}080\ \text{A} = 80\ \text{mA}$$

Llevando estos valores a las curvas de la Figura 9.27, dibujamos la línea de carga.

El punto Q de trabajo del transistor para una corriente de base de 0,15 mA será el que determine la intersección de la recta de carga con la curva de dicha corriente, habiendo resultado los siguientes valores ($I_C = 45$ mA, $V_{CE} = 17$ V).

El punto de corte (el transistor se comporta como un interruptor abierto, $I_C \approx 0$) se da cuando la tensión de colector-emisor es de 40 V.

El punto de saturación del transistor (cuando se llega a este extremo de funcionamiento el transistor se comporta como un interruptor cerrado, con lo que no responde en ningún caso a las variaciones de la corriente de base; I_C = máx) se da cuando la corriente de colector es 80 mA y la corriente de base es superior a 0,45 mA.

Por último, hay que indicar que cuando se diseña un circuito para un transistor hay que procurar que el transistor nunca opere por encima de la curva de potencia máxima. Esto se consigue seleccionando valores adecuados de la tensión de fuente V_{CC} y de la resistencia de carga R_L, de

© Ediciones Paraninfo

tal forma que la recta de carga trazada con estos esté siempre por debajo de la curva de potencia máxima. En la Figura 9.29 se muestra un ejemplo al respecto.

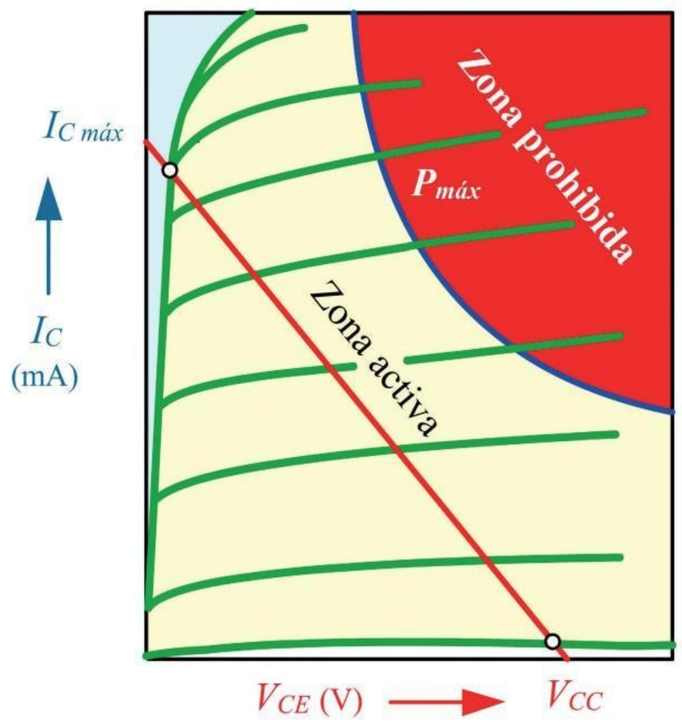


Figura 9.29. Zona de trabajo del transistor.

9.1.14. Hoja de características de un transistor

Partiendo de la hoja de características del transistor BC546 vamos a analizar los principales parámetros que figuran en las mismas.

En la Figura 9.30 se muestra el encapsulado del transistor. Se observa que se fabrica con la encapsulado TO-92, que es NPN y que las hojas de características se dan para la gama BC546 a BC550.

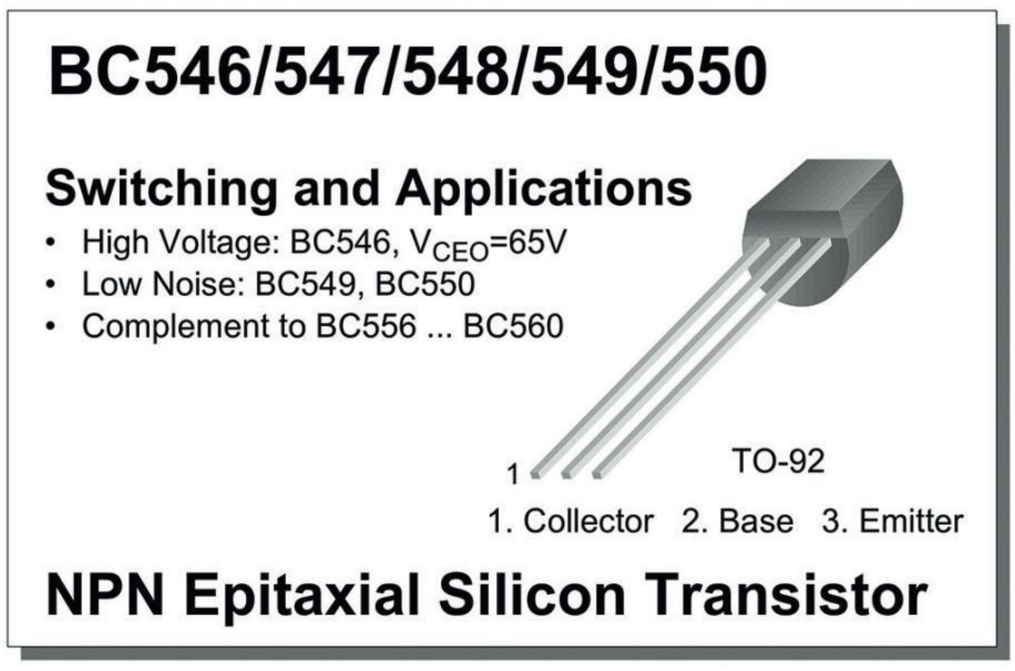


Figura 9.30. Encapsulado.

Como se puede observar, del recorte extraído de las hojas de características de la Figura 9.31, para el transistor BC546 la tensión inversa colector-base (V_{CBO}) es de 80 V, la tensión inversa colector-emisor (V_{CEO}) es de 65 V y la tensión inversa emisor-base (V_{EBO}) de 6 V. La corriente máxima por el colector es de 100 mA y la potencia máxima de 500 mW.

Absolute Maximum Ratings T_a=25°C

Symbol	Parameter		Value	Units
V_{CBO}	Collector-Base Voltage	: BC546	80	V
		: BC547/550	50	V
		: BC548/549	30	V
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage	: BC546	65	V
		: BC547/550	45	V
		: BC548/549	30	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage	: BC546/547	6	V
		: BC548/549/550	5	V
I_C	Collector Current (DC)		100	mA
P_C	Collector Power Dissipation		500	mW
T_J	Junction Temperature		150	°C

Figura 9.31. Valores máximos.

Del recorte de la Figura 9.32 se deduce que la ganancia de corriente se encuentra entre 100 y 800, que la tensión base-emisor que hay que aplicar para poner el transistor en saturación es de 900 mV (en este caso, la intensidad por la base es de 5 mA y la corriente por el colector llega a 100 mA, que se corresponde con la máxima).

Electrical Characteristics T_a=25°C

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Units
I_{CBO}	Collector Cut-off Current	V_{CB}=30V, I_E=0			15	nA
h_{FE}	DC Current Gain	V_{CE}=5V, I_C=2mA	110		800	
V_{CE} (sat)	Collector-Emitter Saturation Voltage	I_C=10mA, I_B=0.5mA		90	250	mV
		I_C=100mA, I_B=5mA		200	600	mV
V_{BE} (sat)	Base-Emitter Saturation Voltage	I_C=10mA, I_B=0.5mA		700		mV
		I_C=100mA, I_B=5mA		900		mV
V_{BE} (on)	Base-Emitter On Voltage	V_{CE}=5V, I_C=2mA	580	660	700	mV
		V_{CE}=5V, I_C=10mA			720	mV

Figura 9.32. Características eléctricas.

En la Figura 9.33 se muestran las curvas características de la familia de colector.

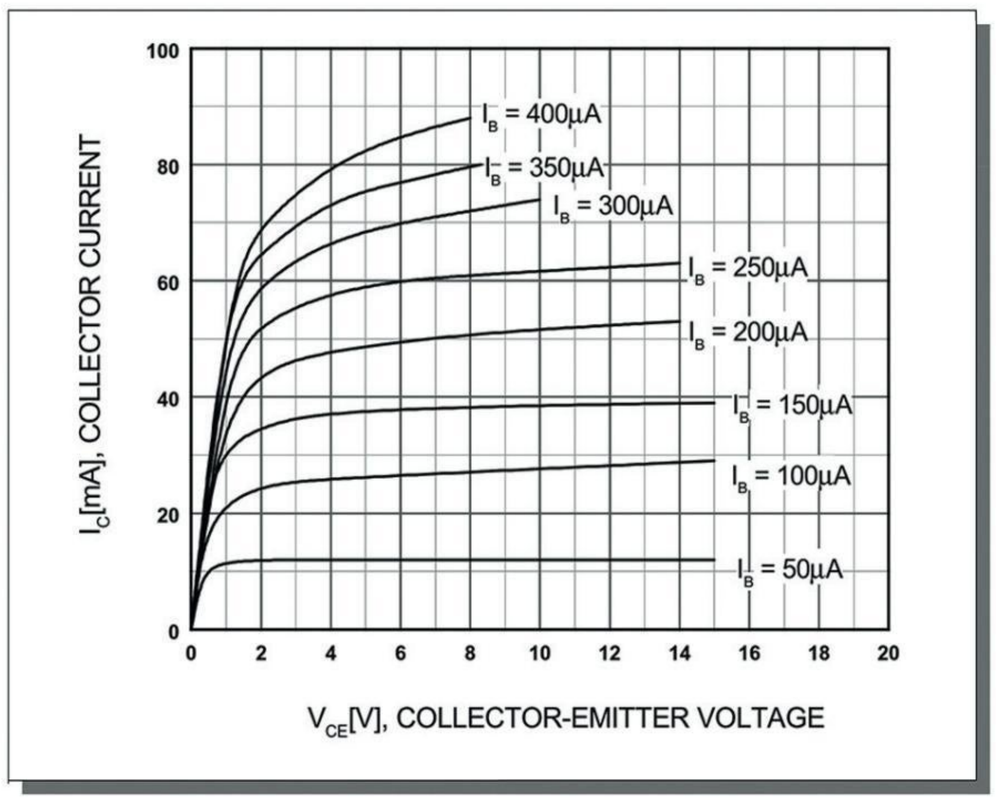


Figura 9.33. Curvas características de la familia de colector.

© Ediciones Paraninfo

9.1.15. Polarización del transistor

Para conseguir que un transistor funcione adecuadamente, dentro de los límites indicados en el diseño, es preciso polarizarlo correctamente.

Polarizar un transistor consiste en suministrar las tensiones adecuadas de alimentación y conectar resistencias en el circuito con los valores oportunos, de forma que la señal introducida a la entrada del circuito no resulte deformada a la salida.

En la Figura 9.34 se muestra el ejemplo de un transistor NPN con polarización mediante dos fuentes de alimentación.

Aquí se ha conectado el transistor en configuración emisor común. La tensión V_{BB} que proporciona la fuente de 1,5 V polariza directamente la unión base-emisor a través de la resistencia de polarización R_B. Por otro lado, la fuente de 4 V proporciona la tensión V_{CC} que polariza inversamente el colector a través de la resistencia R_C. El objetivo que se persigue es determinar los valores de la resistencia R_C y los de la resistencia R_B para que la polarización del transistor sea correcta, o sea, para que la forma de señal introducida a la entrada del circuito no resulte deformada a su salida.

En un amplificador la señal de entrada suele ser de carácter variable, por ejemplo, la señal eléctrica de un micrófono o la aguja de un tocadiscos.

El condensador C_1 de la Figura 9.34 sirve para acoplar la entrada al transistor. Este condensador elimina la componente de corriente continua que pudiera aparecer en la señal de entrada.

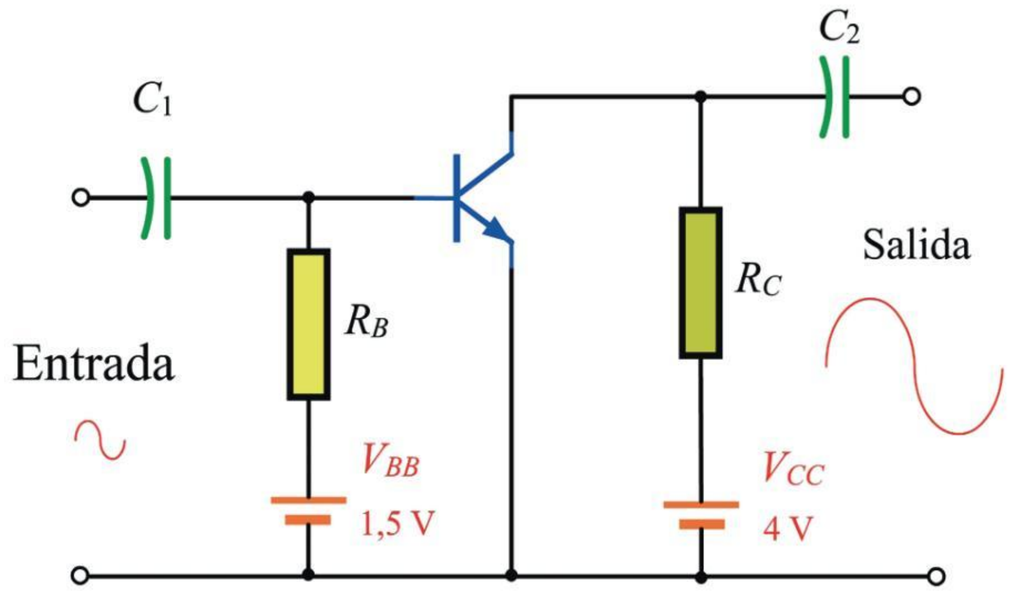


Figura 9.34. Polarización de transistor NPN mediante dos fuentes de alimentación.

La resistencia de polarización de base R_B se elige de forma que la corriente de base sea pequeña y de un valor determinado. La resistencia de carga del colector hace posible que entre el colector y el emisor aparezca una tensión variable en la salida.

Actividad resuelta 9.4

Analiza el circuito de polarización de la Figura 9.34.

Solución:

Empezamos trazando la recta de carga para determinar el punto de trabajo idóneo del transistor.

Aplicando la segunda ley de Kirchhoff en la malla del colector obtendremos la siguiente ecuación:

$$V_{CC} = R_C \cdot I_C + V_{CE}$$

Para determinar los puntos de intersección de la recta de carga con los ejes de coordenadas de V_{CE} e I_C de las curvas características de colector, se procede como en otras ocasiones:

Para $I_C = 0 \rightarrow V_{CE\ máx} = V_{CC}$ (punto de corte)

Para $V_{CE} = 0 \rightarrow I_{C\ máx} = \dfrac{V_{CC}}{R_C}$ (punto de saturación)

Para el circuito que se mostró como ejemplo en la Figura 9.34, el punto de corte de la recta de carga se da para el valor de $V_{CE} = V_{CC} = 4$ V.

Para encontrar el valor adecuado de $I_{C\ máx}$ habrá que observar las curvas características de colector del transistor, que se corresponden con las indicadas en la Figura 9.35, de tal forma que la recta de carga a trazar no sobrepase en ningún caso a la curva de potencia máxima. En caso contrario entraríamos en la zona prohibida de funcionamiento del transistor, con riesgo de destrucción de este por sobrecalentamiento. Según estos consejos y observando detenidamente las curvas de la Figura 9.35, se ha seleccionado una corriente de colector de 100 mA para el punto de saturación de la recta de carga.

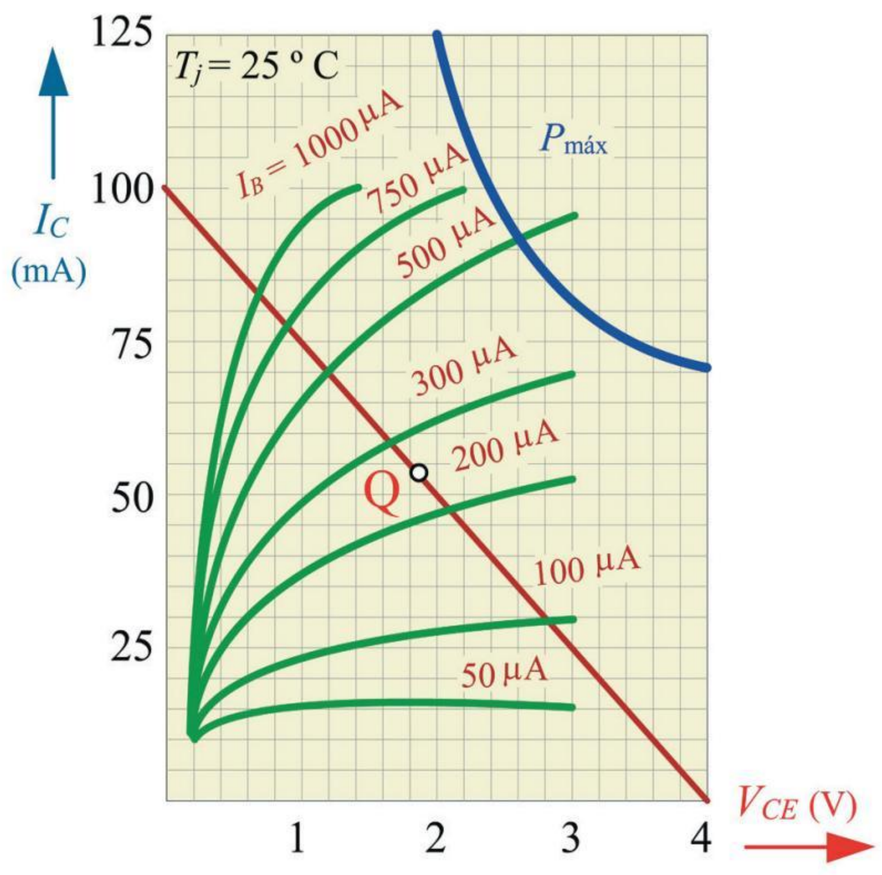


Figura 9.35. Determinación de $I_{C\ máx}$ mediante las curvas características.

© Ediciones Paraninfo

Una vez determinados los puntos de corte y saturación (V_{CE} = 4 V, I_C = 100 mA) se dibuja la recta de carga.

Ya podemos determinar el valor R_C:

$$I_{C\ máx} = \frac{V_{CC}}{R_C} \rightarrow R_C = \frac{V_{CC}}{I_{C\ máx}} = \frac{4}{0{,}100} = 40\ \Omega$$

Una vez hecho esto, ya solo nos falta determinar la resistencia de polarización R_B para un determinado punto de trabajo del transistor.

El punto de trabajo del transistor debe situarse aproximadamente en el centro de la recta de carga (equidistante de la zona de corte y de la de saturación). Recuerda que en el punto de saturación ($I_{C\ máx}$) el transistor se comporta como un interruptor cerrado, no respondiendo a las variaciones de la corriente de base; y que en el punto de corte ($V_{CE\ máx}$) el transistor se comporta como un interruptor abierto, y la corriente por el colector es aproximadamente igual a cero.

En el ejemplo que nos ocupa, se ha fijado el punto de trabajo para una corriente de base de 250 µA, tal como se puede apreciar en la Figura 9.35.

La razón por la cual se fija el punto de trabajo *Q* en el centro de la recta de carga es muy simple: téngase en cuenta que la señal que se aplica por la base para ser amplificada es variable y, por tanto, habrá que procurar que esta corriente no llegue a las zonas de corte y saturación del transistor. En caso contrario, se podría distorsionar la señal de salida.

Para entender mejor esta idea, a continuación se muestran tres formas en las que puede llegar a trabajar un amplificador con transistores.

En el ejemplo mostrado en la Figura 9.36 el punto de funcionamiento que se ha seleccionado se encuentra muy próximo al punto de saturación del transistor, por lo que se produce un recortamiento o distorsión en la señal de salida, al variar la corriente de base según la señal de entrada aplicada.

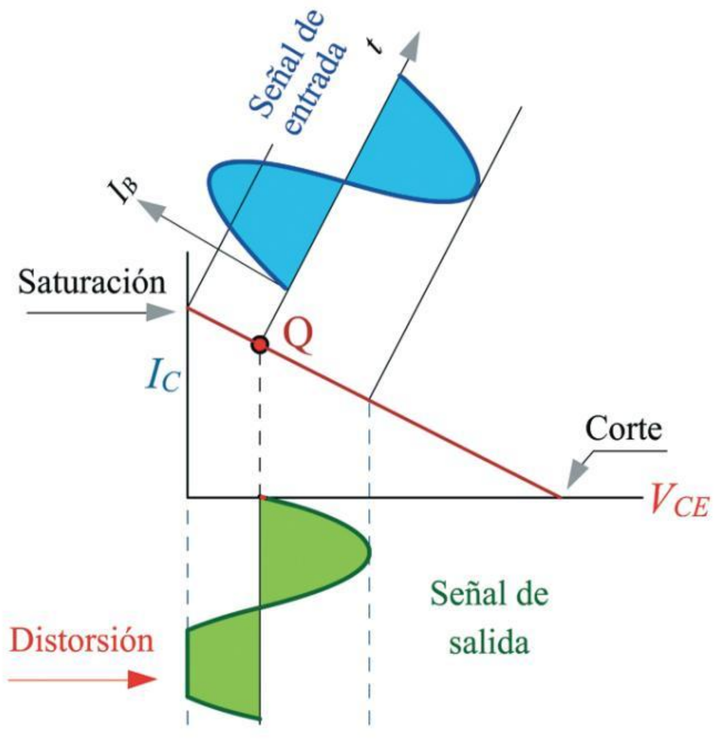


Figura 9.36. Distorsión de la señal de salida por saturación.

En el ejemplo de la Figura 9.37 se ha optado por un punto de trabajo muy próximo al punto de corte, por lo que también se produce distorsión en la señal de salida.

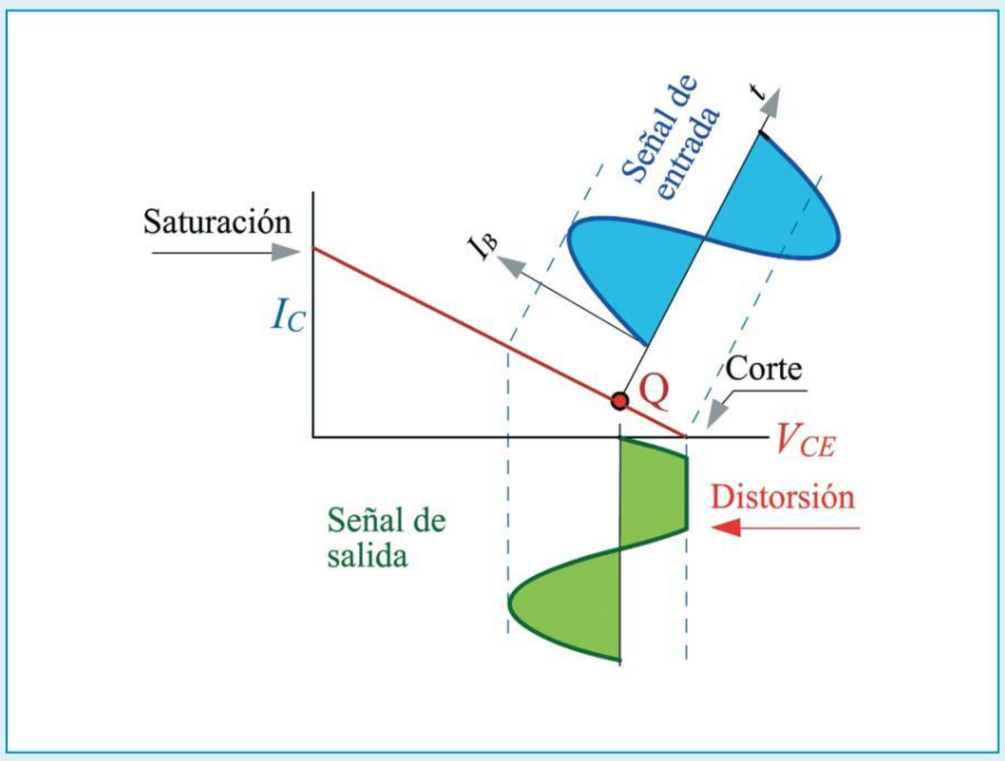


Figura 9.37. Distorsión en la salida por proximidad a la zona de corte.

En el ejemplo mostrado en la Figura 9.38 el punto de funcionamiento que se ha seleccionado parece el correcto, ya que no se produce distorsión en la señal de salida, al variar la corriente de base según la señal de entrada aplicada.

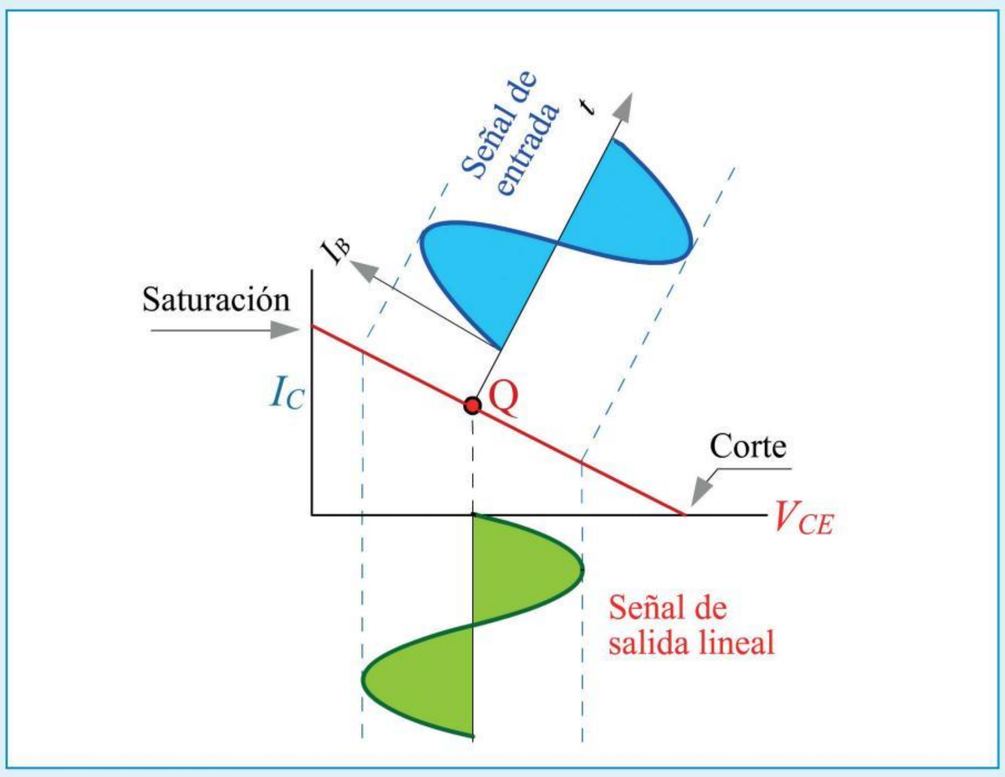


Figura 9.38. Señal sin distorsión.

Volviendo al ejemplo de aplicación que estamos resolviendo, ahora tenemos que calcular el valor de la resistencia de base R_B para que la corriente de base I_B sea de 250 µA. Para ello aplicamos la segunda ley de Kirchhoff a la malla de la base del circuito de la Figura 9.39:

$$V_{BB} = R_B \cdot I_B + V_{BE}$$

de esta expresión se deduce que:

$$R_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{I_B}$$

© Ediciones Paraninfo

Tomando como valor aproximado la tensión de polarización directa del diodo emisor $V_{BE} = 0{,}7$ V, la resistencia de polarización será igual a:

$$R_B = \frac{1{,}5 - 0{,}7}{250 \cdot 10^{-6}} = 3.200\ \Omega$$

En la práctica escogeremos valores comerciales para las resistencias calculadas, siendo $R_B = 3{,}3$ kΩ y $R_C = 39$ Ω.

El punto de funcionamiento del transistor, polarizado de esta manera, varía excesivamente con β y con la temperatura, por lo que esta forma de polarización no es muy adecuada para los transistores que trabajan de una forma lineal.

9.1.16. Polarización del transistor por realimentación del emisor con divisor de tensión

A este tipo de polarización también se la denomina universal y es la que más se emplea en circuitos lineales de amplificación. En la Figura 9.39 se indica el esquema correspondiente a un circuito de polarización universal. Observa cómo existe un divisor de tensión formado por R_1 y R_2. La tensión que aparece en R_2 es la que polariza directamente la unión base-emisor. Este circuito constituye un buen amplificador lineal y responde muy bien a las pequeñas variaciones de β, y además es estable entre amplios márgenes de temperatura.

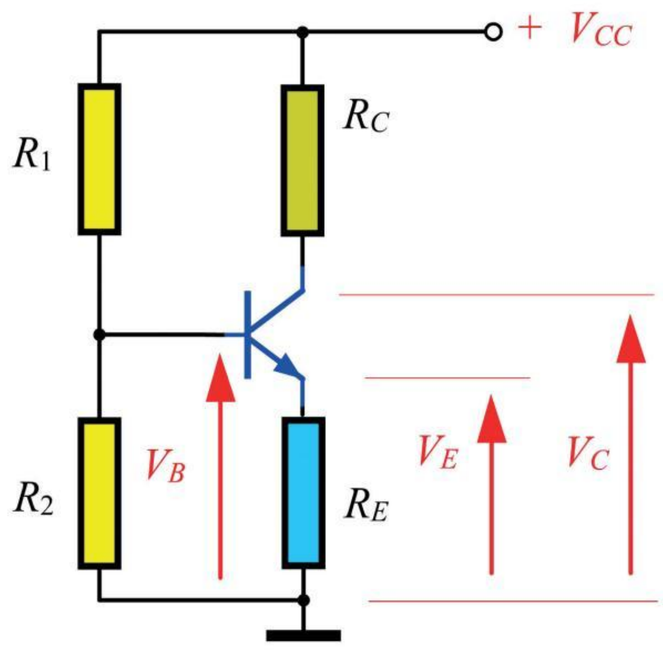


Figura 9.39. Polarización por divisor de tensión.

Actividad resuelta 9.5

Analiza las magnitudes que se dan en el circuito de polarización de la Figura 9.40, y encuentra el punto aproximado de funcionamiento del transistor.

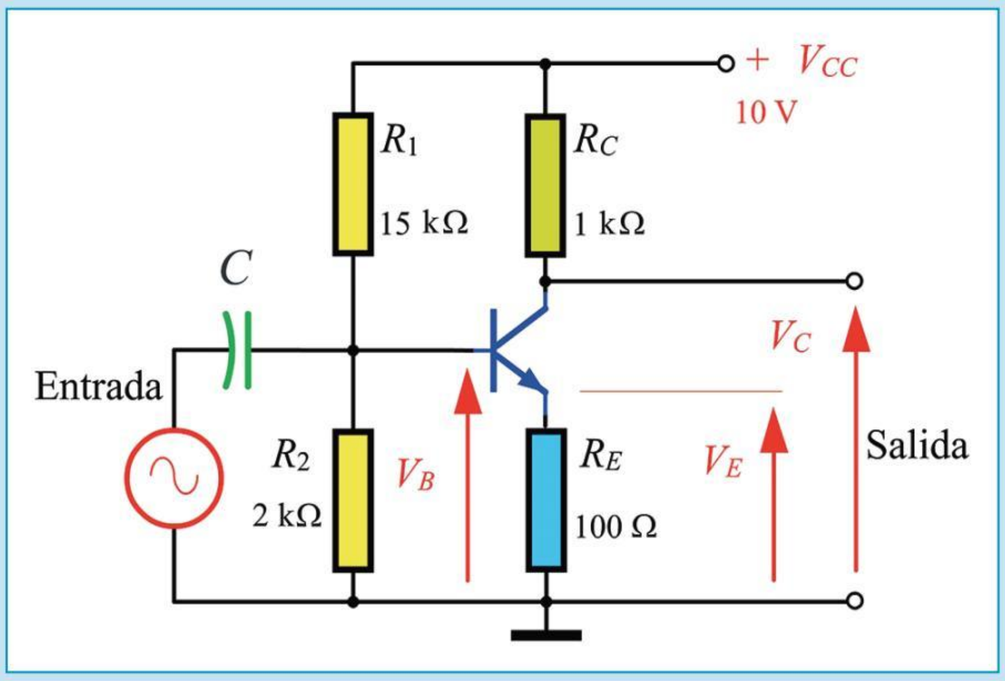


Figura 9.40.

Solución:

El primer paso es determinar la caída de tensión que aparece en la resistencia de base R_2. A esta tensión se la conoce por el nombre de tensión de base V_B (tensión de la base respecto a masa). Para ello, vamos a despreciar el pequeño valor de la corriente de base que atraviesa R_1. En este caso, la corriente que fluye por R_2 estará delimitada por V_{CC} y la suma de R_1 y R_2:

$$I = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2}$$

Si ahora aplicamos la ley de Ohm entre los extremos de R_2, tendremos que:

$$V_B = R_2 \cdot I$$

Sustituyendo este valor en la primera ecuación, tendremos que:

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC}$$

Si ahora aplicamos los valores correspondientes al circuito de nuestro ejemplo, resultará que:

$$V_B = \frac{2.000}{15.000 + 2.000} \cdot 10 = 1{,}176\ \text{V}$$

Para calcular la tensión V_E que aparece en el emisor (tensión del emisor respecto a masa), aplicamos la segunda ley de Kirchhoff a la malla correspondiente:

$$V_E = V_B - V_{BE}$$

Dado que estamos trabajando con un transistor de silicio, se puede suponer con aproximación que la tensión de polarización directa del diodo emisor-base es de unos 0,7 V. Aplicando estos valores a la última ecuación concluida, tendremos que:

$$V_E = 1{,}176 - 0{,}7 = 0{,}476\ \text{V}$$

Aplicando la ley de Ohm a la resistencia de emisor R_E, podremos calcular la corriente de emisor I_E:

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{0{,}476}{100} = 4{,}76\ \text{mA}$$

© Ediciones Paraninfo

Dado que la intensidad de base es muy pequeña se puede suponer que las intensidades de colector y emisor son iguales:

$$I_C \approx I_E \quad , \quad I_C = 4{,}76 \text{ mA}$$

A continuación, calcularemos la tensión que aparece en el colector V_C (tensión de colector respecto a masa), que será igual a la tensión V_{CC} de la fuente de alimentación menos la caída de tensión ($R_C \cdot I_C$) que aparece en R_C:

$$V_C = V_{CC} - R_C \cdot I_C = 10 - (1.000 \cdot 0{,}00476) = 5{,}24 \text{ V}$$

Por último, calcularemos la tensión que aparece entre el colector-emisor, la cual nos indicará el punto de trabajo del transistor. Esta tensión será igual a la diferencia de tensiones que aparece entre el colector y el emisor, es decir:

$$V_{CE} = V_C - V_E = 5{,}24 - 0{,}476 = 4{,}76 \text{ V}$$

Observa cómo la tensión V_{CE} ha quedado a un valor muy próximo a la mitad de la tensión de alimentación ($V_{CC} = 10$ V). Esto significa que el punto *Q* de trabajo se encontrará aproximadamente en la mitad de la recta de carga, lo cual nos indica que el transistor trabaja en un punto estable de operación.

Conviene resaltar el hecho de que se han utilizado, para este circuito, las tensiones de base V_B, emisor V_E y colector V_C respecto a masa. El conocimiento de estas tensiones es siempre muy útil para la localización de las averías en un circuito, dada la facilidad con la que se pueden medir y contrastar con las originales aportadas por el diseñador.

Actividad experimental 9.2

Interruptor crepuscular accionado con transistor

Se trata de comprobar de forma experimental el comportamiento de un transistor, y de analizar sus diferentes puntos de trabajo. Para ello nos valdremos del circuito de la Figura 9.41. Este sencillo circuito quiere emular el funcionamiento de la activación automática del alumbrado público cuando se hace de noche.

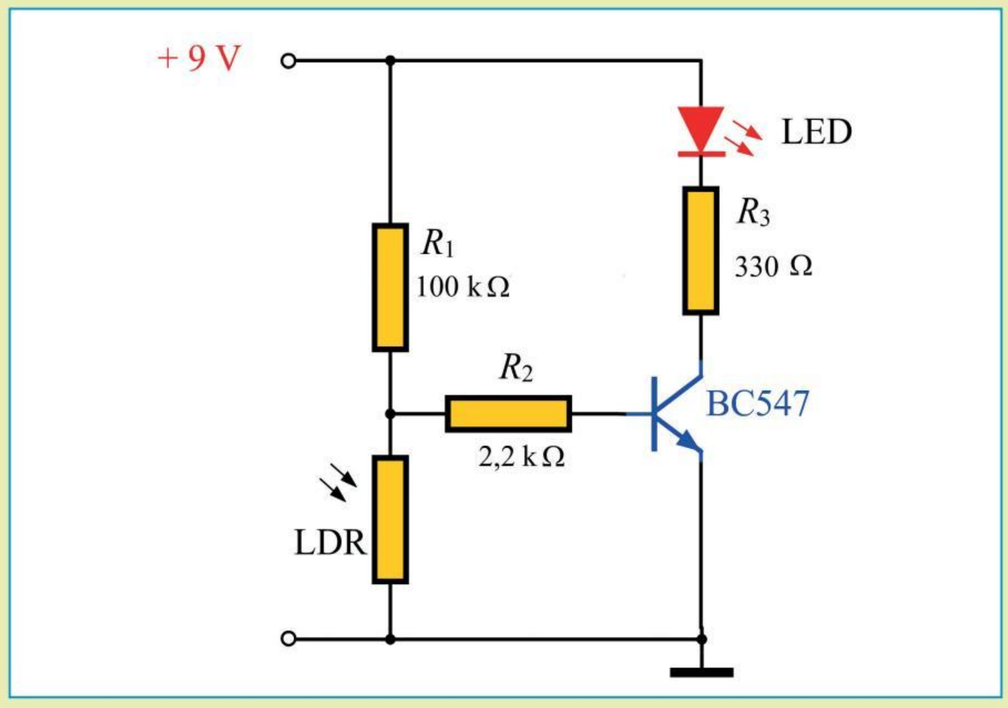


Figura 9.41. Circuito de un interruptor accionado por la luz.

Simularemos el alumbrado con un sencillo diodo LED.

Para la activación del alumbrado utilizaremos como sensor lumínico una simple LDR (resistencia dependiente de la luz).

Para la activación del diodo LED utilizaremos un transistor BC 547 o similar, que sea capaz de aportar la suficiente corriente para encenderlo.

Antes de explicar su funcionamiento, observa cómo la polarización del transistor está constituida por el divisor de tensión formado por las resistencias R_1 y la LDR. La tensión que se va a aplicar a la base del transistor va a depender fundamentalmente de la caída de tensión que aparezca en la LDR. El valor de esta resistencia va a depender del nivel de iluminación que reciba; a más luz menos resistencia y viceversa.

El funcionamiento de este circuito es como sigue:

En **presencia de luz** (día): la LDR posee una resistencia baja, por lo que en el divisor de tensión, formador por R_1 y la LDR, la mayor parte de la tensión aparece en los extremos de la resistencia R_1, quedando muy poca tensión en la LDR, por lo que el transistor recibe una tensión de base muy reducida e insuficiente para polarizarlo. El transistor está en corte y el diodo LED no luce.

En **ausencia de luz** (noche): la LDR aumenta su valor óhmico y su tensión, lo que hace aumentar la tensión en la base del transistor, consiguiendo aportar al transistor una corriente de base suficiente para que este entre en saturación y el diodo LED se encienda.

Se trata de que montes el circuito propuesto en la Figura 9.41 y compruebes su funcionamiento aplicando a la LDR diferentes niveles de iluminación.

Dependiendo del nivel de iluminación, el transistor irá modificando sus condiciones de funcionamiento:

- Para mucha luz: corte.
- Para poca luz: saturación.
- Para diferentes niveles de luz intermedia: regulación (diferentes puntos de trabajo).

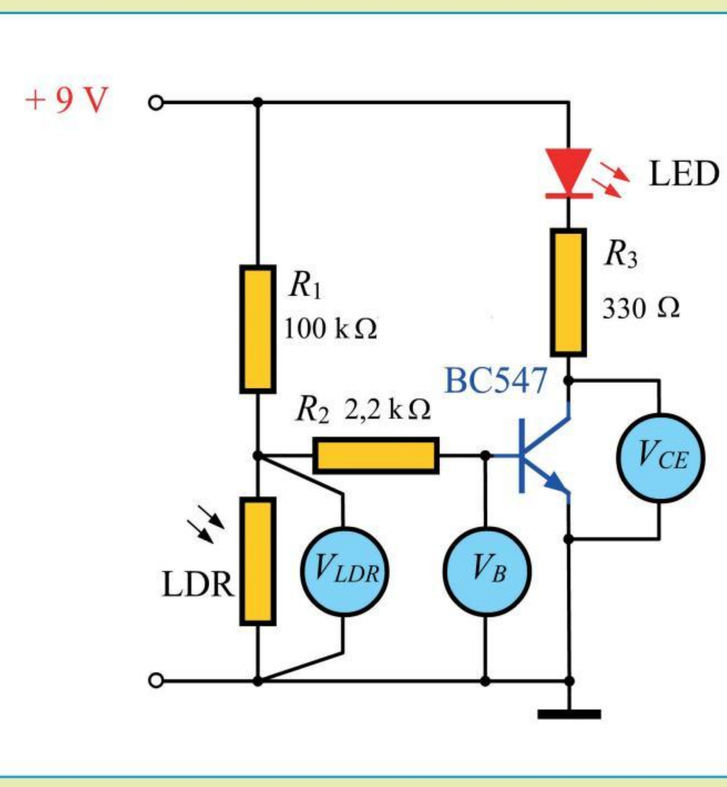


Figura 9.42. Medida de tensiones en el transistor.

© Ediciones Paraninfo

Mide las siguientes tensiones del circuito para distintos niveles de iluminación (Figura 9.42):

- Tensión en la LDR.
- Tensión en la base del transistor.
- Tensión entre el colector y el emisor del transistor.

Anota los resultados obtenidos en una tabla como la siguiente y extrae las conclusiones observadas.

	Medidas obtenidas			
Nivel de luz	V_{LDR}	V_B	V_{CE}	**Punto de trabajo**
Alto				Corte
Intermedio 1				
Intermedio 2				
Intermedio 3				
Bajo				Saturación

9.2. Transistores unipolares

El transistor de efecto de campo o FET (*Field Effect Transistor*), también denominado unipolar, fue inventado en 1948, al mismo tiempo que el transistor estudiado hasta hora (transistor bipolar o BJT, *Bipolar Junction Transistor*), pero no fue posible su implantación hasta 1970 debido a la alta tecnología necesaria para formar sus uniones.

En un transistor bipolar el control de la corriente principal que fluye entre los terminales del emisor y el colector lo ejerce la pequeña corriente suministrada a su base, de tal forma que, a más corriente por la base, mayor será la corriente en el colector y el emisor, produciéndose así el fenómeno de ganancia y amplificación (Figura 9.43).

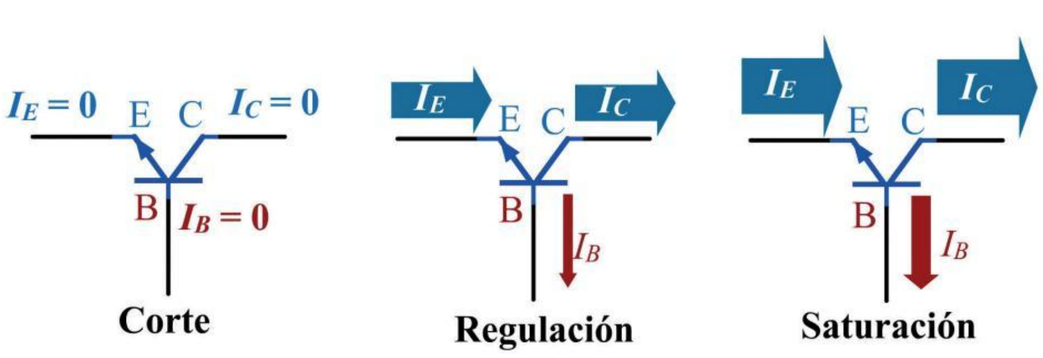


Figura 9.43. Control de corriente en un transistor bipolar.

Sin embargo, en un transistor unipolar de efecto de campo el control de la corriente principal (I_D) que fluye entre los terminales de surtidor (S) y drenador (D) va a ser ejercido gracias a la acción del campo eléctrico desarrollado al aplicar una determinada tensión (V_{DS}) entre los terminales de graduador (G) y surtidor (S) (Figura 9.44).

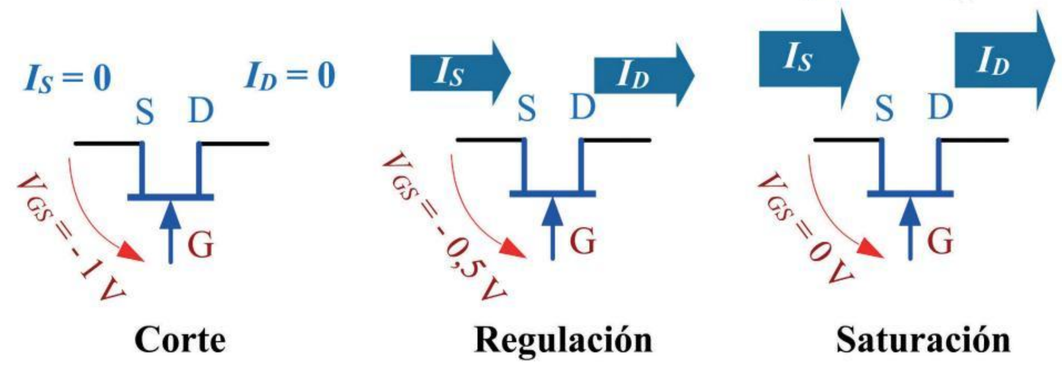


Figura 9.44. Control de corriente en un transistor FET.

Ahora el control de la corriente principal del drenador se hace por tensión (V_{DS}), y no por corriente (I_B) como se lleva a cabo en los transistores bipolares. Esta circunstancia hace que los transistores de efecto de campo ofrezcan una impedancia de entrada extremadamente alta, pueden llegar a los cientos de millones de ohmios, lo que viene a significar que son capaces de trabajar con corrientes de control por el terminal de graduador prácticamente despreciables. Es decir, apenas consumen energía de la señal de excitación de entrada.

En la actualidad se fabrican diferentes tipos de transistores de efecto de campo, siendo los más relevantes el JFET y el MOSFET.

9.3. El transistor JFET

En la Figura 9.45 se muestra la estructura de un transistor unipolar JFET de canal N con su símbolo correspondiente.

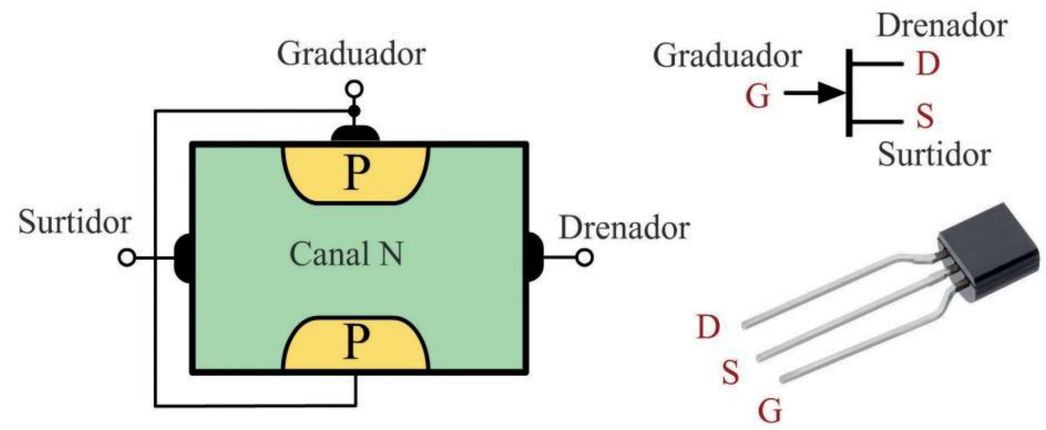


Figura 9.45. Transistor JFET de canal N.

Este componente está formado por una delgada capa de material semiconductor tipo N denominado canal. A los lados de este aparecen dos regiones de material semiconductor tipo P. En cada uno de los extremos del canal se sitúa un terminal. Así, tenemos un terminal de surtidor (*source*) y otro de drenador (*drain*). Las dos regiones P se interconectan entre sí y, hacia el exterior, aparece el terminal de puerta o graduador (*gate*).

El transistor de la Figura 9.46 conduce siempre del terminal de surtidor al de drenador (sentido electrónico de la corriente). El canal N se fabrica de tal forma que posea suficientes electrones libres para que pueda fluir corriente por él con facilidad (posee muy poca resistencia).

© Ediciones Paraninfo

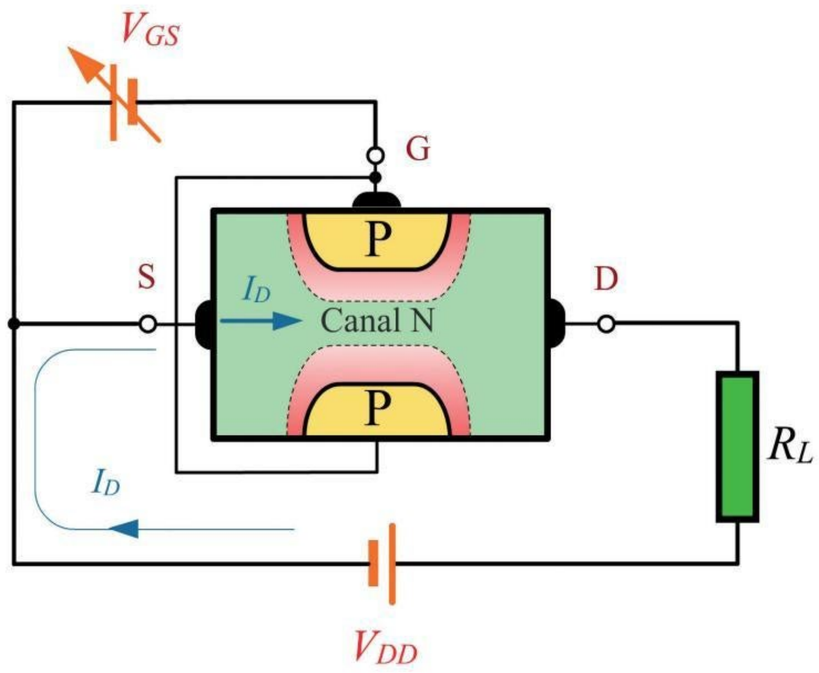


Figura 9.46. Funcionamiento de un JFET de canal N.

Si ahora sometemos al terminal de graduador a una tensión negativa respecto al surtidor ($-V_{GS}$), los electrones libres serán expulsados por repulsión fuera del canal gracias a la acción del campo eléctrico generado. Esto hace que el canal se quede con menos portadores de carga y, por tanto, su resistencia aumente considerablemente. Es como que el canal se estrecha y dificulta el paso de corriente.

Los aumentos de resistencia del canal dan como resultado una disminución de la corriente de drenador (I_D) que fluye por él. En el caso de que la tensión aplicada sea suficientemente negativa, la corriente puede dejar de fluir, entrando el transistor en la región de corte.

A esta forma de trabajo se la denomina de *empobrecimiento*, es decir, que la tensión de control aplicada al graduador empobrece o extrae los portadores del canal, lo que hace que este se estreche al paso de la corriente.

También existe la posibilidad de fabricar transistores JFET de canal P (Figura 9.47).

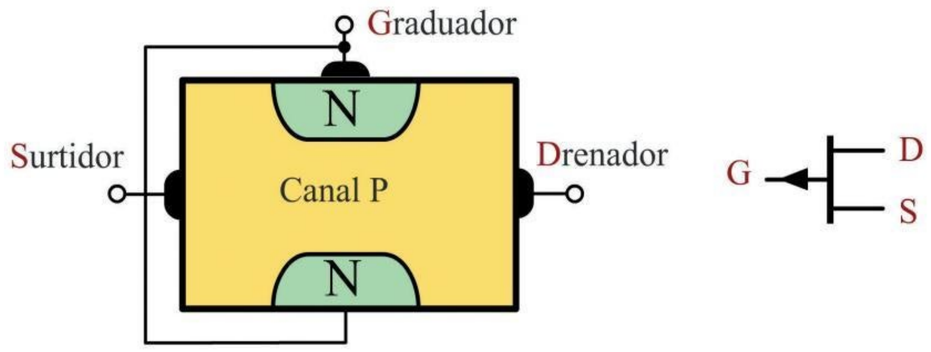


Figura 9.47. Transistor JFET de canal P.

Observa que en este caso, la flecha del canal, en el símbolo, apunta hacia afuera. La tensión de control V_{GS} que aplicaremos al graduador va a ser ahora positiva, consiguiendo así repeler los huecos existentes en el canal P y controlar de esta forma la corriente del surtidor.

9.3.1. Curvas características de un JFET

En la Figura 9.48 a se muestra un ejemplo de la familia de curvas características de drenador de un transistor JFET de canal N, y en la Figura 9.49 el circuito conectado en surtidor común con el que se han obtenido dichas curvas.

Examinando estas curvas podemos observar que la corriente por el drenador (I_D) se hace más pequeña a medida que aumenta la tensión negativa aplicada entre el graduador y el surtidor (V_{GS}).

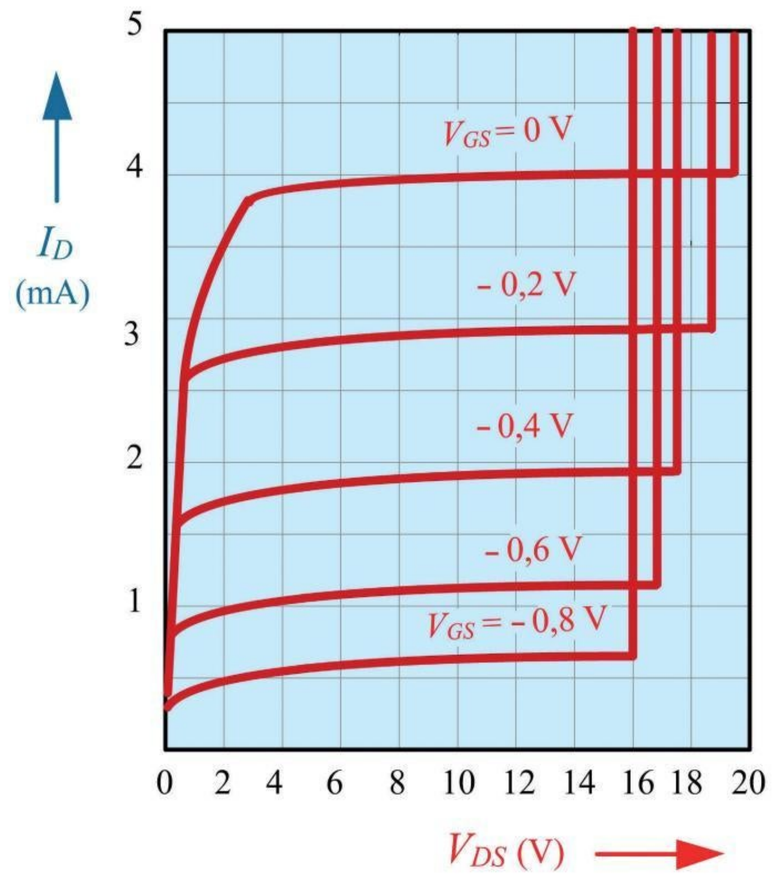


Figura 9.48. Curvas de drenador.

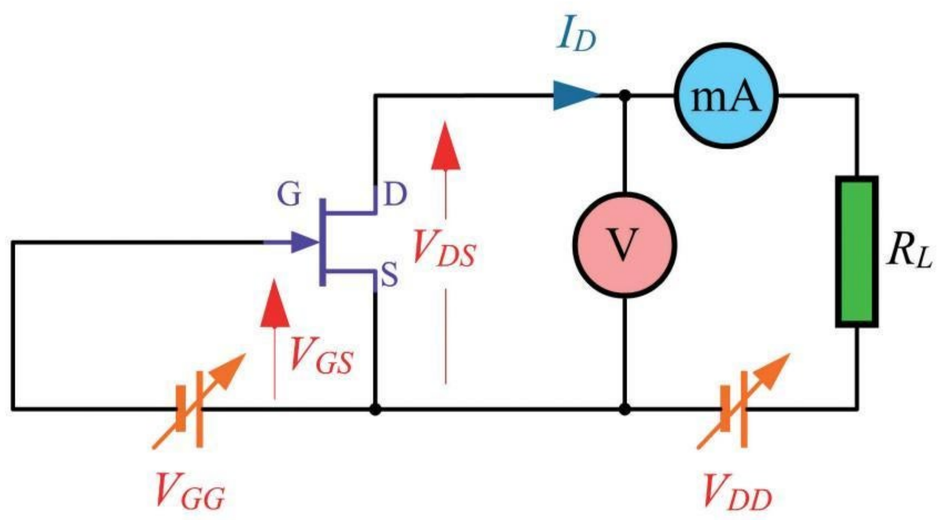


Figura 9.49. JFET conectado en surtidor común.

A partir de estas curvas es posible obtener la curva de transferencia o transconductancia (Figura 9.50), la cual nos muestra los valores que irá tomando la corriente de drenador (I_D) según sea la variación de la tensión aplicada entre los terminales de graduador y surtidor (V_{GS}), para un cierto valor de V_{DS} constante.

La curva tomada como ejemplo de la Figura 9.50, se ha obtenido para un valor constante de V_{DS} = 15 V.

Al igual que ocurría con los transistores bipolares, en esta curva se pueden apreciar tres zonas de operación: región de corte, región activa y región de saturación.

En la **región de corte,** el transistor no conduce (se comporta como un interruptor abierto). Esto ocurre cuando la tensión negativa aplicada entre el graduador y el surtidor

© Ediciones Paraninfo

es suficiente para estrangular totalmente el canal. Así, por ejemplo, en la curva de la Figura 9.50 esta tensión V_{GS} es de –1,2 V. A esta tensión se la representa por $V_{GS(apag)}$.

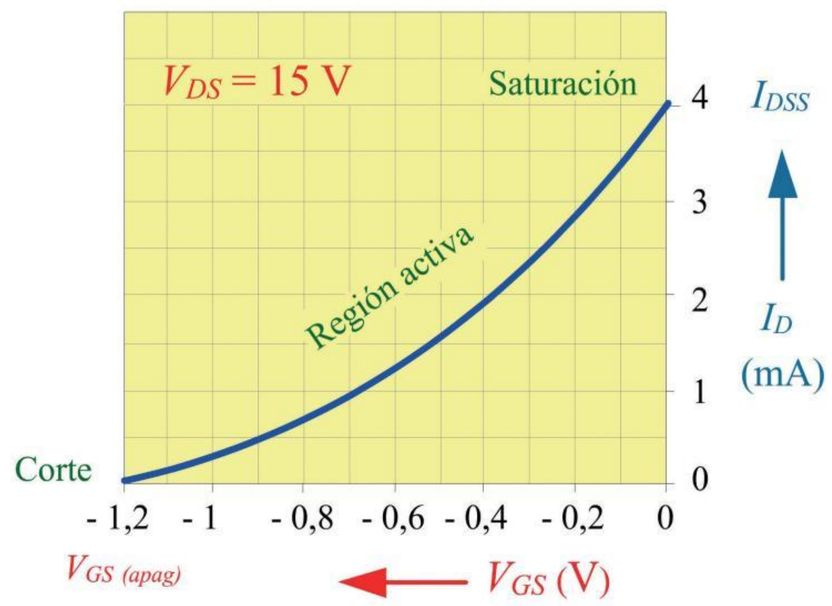


Figura 9.50. Curva de transconductancia de un JFET.

En la **región de saturación,** la resistencia que ofrece el canal entre el surtidor y el drenador se hace muy baja (se comporta como un interruptor cerrado). Esto se consigue cuando la tensión aplicada entre el graduador y el surtidor es nula ($V_{GS} = 0$). Ahora la corriente que fluye por el drenador alcanza sus valores máximos. A esta corriente se la conoce por I_{DSS}, que según la curva de la Figura 9.50 utilizada como ejemplo es de 4 mA.

La **región activa** del JFET se encuentra entre las regiones de saturación y ruptura. Según se va aumentando la tensión negativa del graduador, la resistencia que ofrece el canal también aumenta y la corriente disminuye, produciéndose el efecto de control o regulación de la corriente principal del drenador por parte de dicha tensión. En la curva de la Figura 9.50, la corriente del drenador fluctuará entre 0 y 4 mA, cuando la tensión del graduador lo haga entre –1,2 V y 0 V.

9.3.2. Aplicaciones del JFET

Una de las ventajas significativas de los transistores de efecto de campo frente a los bipolares es que poseen una impedancia de entrada muy elevada, y cuando entran en saturación, presentan una resistencia de paso entre el surtidor y el drenador muy baja. Además, se comportan muy bien en circuitos de alta frecuencia y poseen unas características muy estables ante los cambios de temperatura.

Las aplicaciones que se pueden encontrar son, por ejemplo, interruptores analógicos, multiplexores, control automático de ganancia (CAG) en receptores de radio, amplificadores de pequeña señal en receptores de radio y TV, troceadores, etcétera.

En la Figura 9.51 se muestra un ejemplo de un **interruptor analógico con JFET.** Cuando se utiliza un JFET como interruptor, se le hace trabajar únicamente en dos estados, corte y saturación.

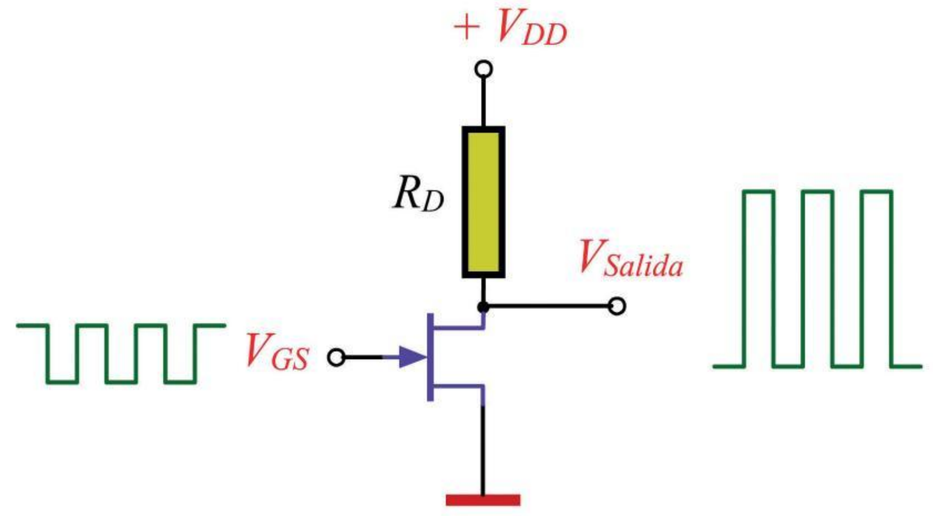


Figura 9.51. Interruptor analógico con JFET.

Si a este circuito se le aplica una tensión $V_{GS} = 0$, el transistor entrará en saturación y se comportará como un interruptor cerrado. Por otro lado, si la tensión aplicada es $V_{GS} = V_{GS(apag)}$, el transistor se pondrá en corte y actuará como un interruptor abierto.

9.4. El transistor MOSFET

El MOSFET (*Metal-Oxide Semiconductor, Field Effect Transistor*) es un transistor unipolar de efecto de campo en el que se aísla eléctricamente del canal el terminal del graduador. Este aislamiento se consigue depositando una fina capa de óxido de silicio (SiO_2) entre el terminal del graduador y el sustrato (Figura 9.52).

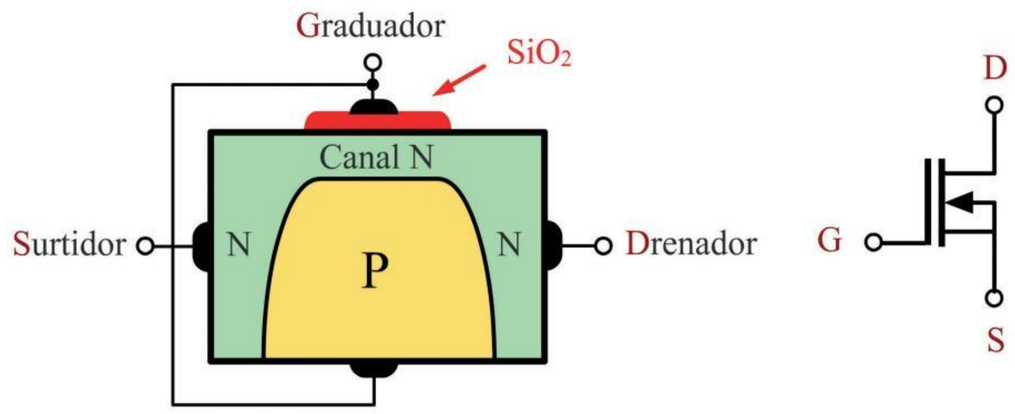


Figura 9.52. MOSFET de empobrecimiento de canal N.

Al quedar el terminal del graduador aislado, el MOSFET actúa gracias a la influencia del campo eléctrico sobre el canal, al igual que si fuesen las placas de un condensador. Esta circunstancia hace que la corriente por dicho terminal sea prácticamente nula, consiguiendo una impedancia de entrada de valor similar a un aislante, lo que les convierte en componentes ideales para amplificar señales muy débiles.

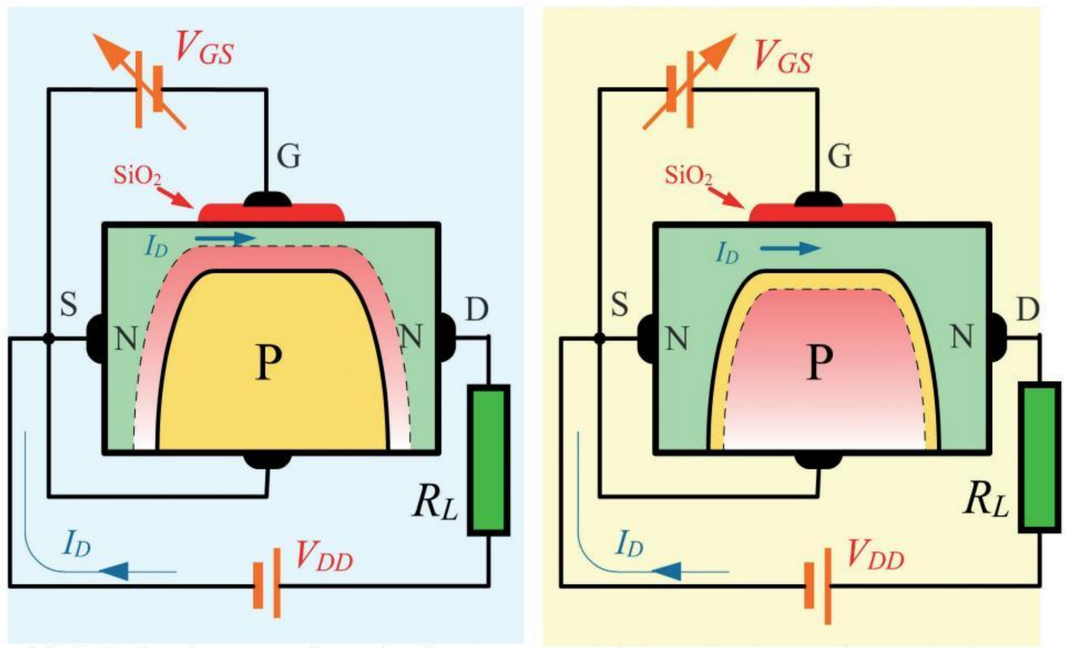
Existen dos tipos de MOSFET en función de su estructura interna: los de empobrecimiento y los de enriquecimiento. Los primeros tienen un gran campo de aplicación como amplificadores de señales débiles en altas frecuencias o radiofrecuencia (RF), debido a su baja reactancia capacitiva de entrada. Los segundos tienen una mayor aplicación en

© Ediciones Paraninfo

circuitos digitales y sobre todo en la construcción de circuitos integrados, debido a su pequeño consumo y al reducido espacio que ocupan.

9.4.1. MOSFET de tipo empobrecimiento

Este tipo de transistor puede funcionar tanto en la forma de empobrecimiento [Figura 9.53(a)]), como de enriquecimiento [Figura 9.53(b)].



(a) Modo de empobrecimiento (b) Modo de enriquecimiento

Figura 9.53. Modos de funcionamiento de un MOSFET.

La forma de trabajo de empobrecimiento se explica como sigue [Figura 9.53(a)]:

Los electrones suministrados por el surtidor pueden fluir hacia el drenador a través del canal de material semiconductor tipo N. Al igual que el JFET, la tensión negativa, aplicada al graduador, produce un estrechamiento en el canal debido al empobrecimiento de portadores, lo que hace que se reduzca la corriente de drenador. Aquí se aprecia claramente que el fenómeno de control se realiza a través del efecto del campo eléctrico generado por la tensión negativa V_{GS} del graduador.

Debido a que el graduador está aislado del canal, se puede aplicar una tensión positiva de polarización al mismo [Figura 9.53(b)]. De esta manera se consigue hacer trabajar al MOSFET en enriquecimiento. Efectivamente, la tensión positiva del graduador provoca un aumento o *enriquecimiento* de electrones libres o portadores del canal, de tal forma que, al aumentar la tensión positiva V_{GS}, la corriente por el drenador sigue aumentando.

Curvas características

En la Figura 9.54 se muestra la familia de curvas de drenador de un MOSFET de canal N operando en modo de empobrecimiento y enriquecimiento.

Observa cómo en estas curvas aparecen tanto tensiones negativas de V_{GS} (trabajo en modo de empobrecimiento), como positivas (trabajo en modo de enriquecimiento). La corriente de saturación más elevada del drenador se consigue con una cierta tensión positiva de V_{GS} y el corte aplicando al graduador una determinada tensión negativa $V_{GS\,(apag)}$.

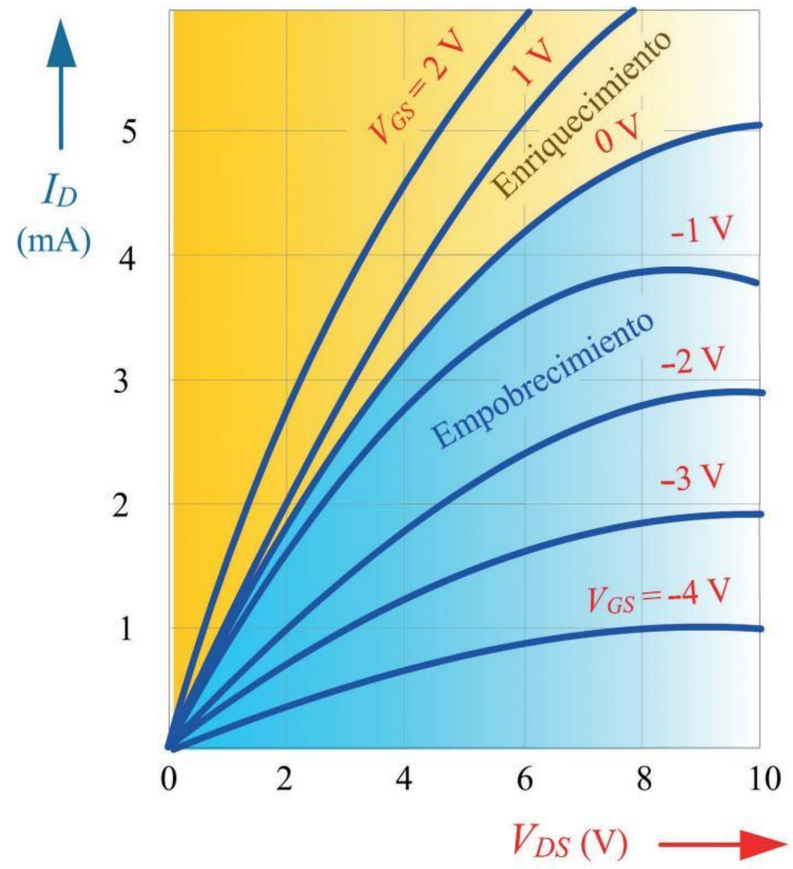


Figura 9.54. Curvas de drenador de un MOSFET.

De esta familia de curvas se puede obtener la curva de transconductancia, que nos indica la relación que existe entre V_{GS} e I_D, para un cierto valor de V_{DS} constante (Figura 9.55). Observa cómo esta curva aparece dibujada en los dos cuadrantes del eje de tensiones. Esto es debido a que el MOSFET puede operar tanto con tensiones positivas como negativas. Por esta razón, la corriente I_{DSS}, correspondiente a la intersección de la curva con el eje de I_D, ya no es la de saturación.

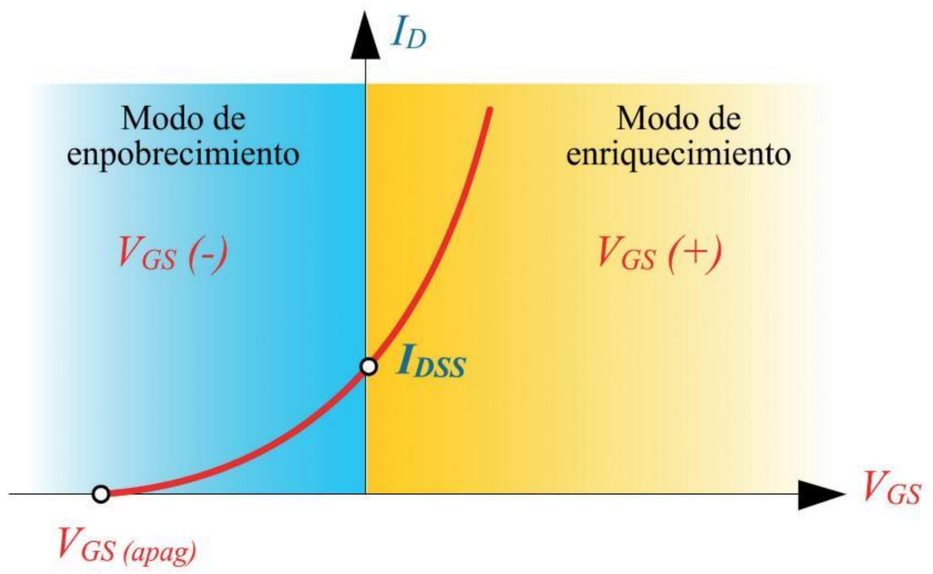


Figura 9.55. Curva de transconductancia de un MOSFET.

En la Figura 9.56 se muestra la simbología utilizada para los transistores MOSFET de empobrecimiento.

En la Figura 9.56 (a) se ha representado a un transistor MOSFET de canal N (punta hacia adentro) con cuatro terminales disponibles. En este caso el terminal de sustrato está libre para tener la posibilidad de ejercer un mayor control sobre la corriente de drenador.

© Ediciones Paraninfo

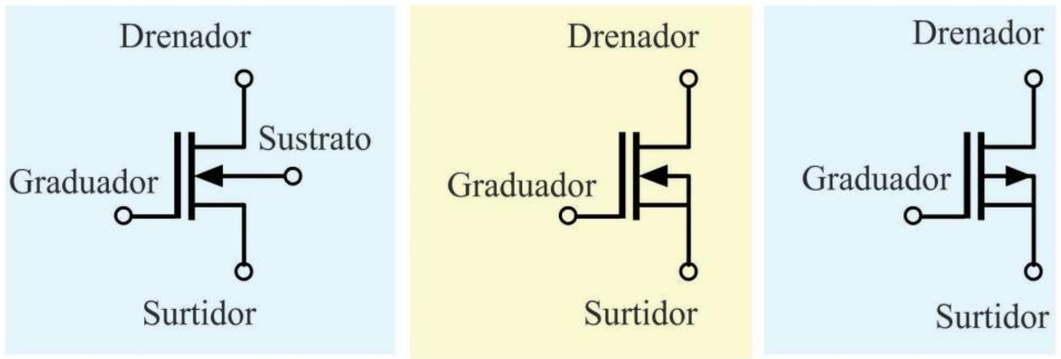


Figura 9.56. Símbolos del MOSFET de empobrecimiento. (a) de canal N con cuatro terminales. (b) de canal N con tres terminales. (c) de canal P con tres terminales.

Normalmente, el terminal del sustrato se conecta internamente con el surtidor, quedando así un componente de tres terminales.

9.4.2. MOSFET de enriquecimiento

Este tipo de MOSFET está diseñado de tal forma que solo admite la forma de trabajo en modo de enriquecimiento. La aplicación fundamental de este transistor se encuentra en la construcción de circuitos digitales, microprocesadores, etcétera.

Los símbolos que representan al MOSFET de enriquecimiento son los que se indican en la Figura 9.57. Observa cómo la línea del canal en estos transistores se representa como una línea punteada.

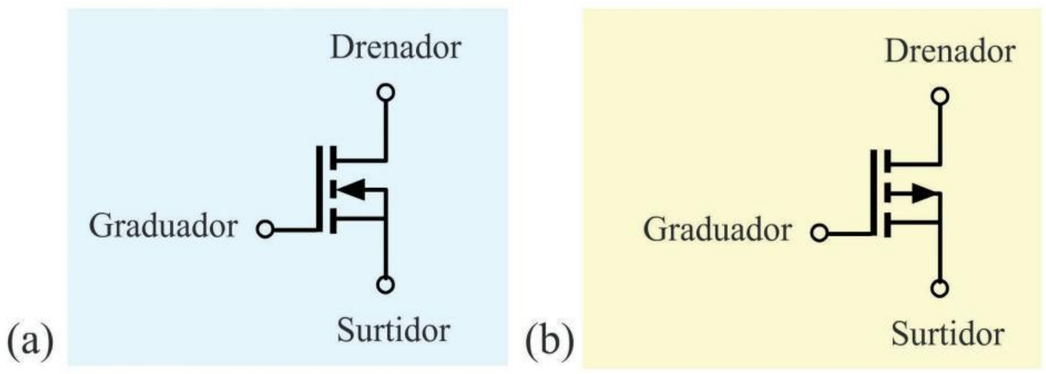


Figura 9.57. Símbolos del MOSFET de enriquecimiento. (a) Canal N. (b) Canal P.

9.4.3. MOSFET para el control de potencia

Los transistores MOSFET presentan ciertas ventajas que los hacen idóneos para manejar grandes cargas eléctricas, como motores, lámparas, elementos de caldeo, etcétera.

En este caso haremos funcionar al transistor como un interruptor controlado eléctricamente, haciendo solo uso de los modos de corte y saturación.

La gran ventaja de los MOSFET frente a los bipolares radica en que, cuando operan en la zona de saturación, el canal presenta una resistencia en conducción (R_{DS}) muy baja, pudiendo conducir altas corrientes de drenador con pérdidas de potencia mínimas.

$$P_{Mosfet} = R_{DS} \cdot I_D^{\,2}$$

Actividad resuelta 9.6

Consigue la hoja de características del transistor MOSFET *IRF520* y obtén sus características más relevantes.

Solución:

Se trata de un transistor MOSFET de enriquecimiento de canal N (Figura 9.58).

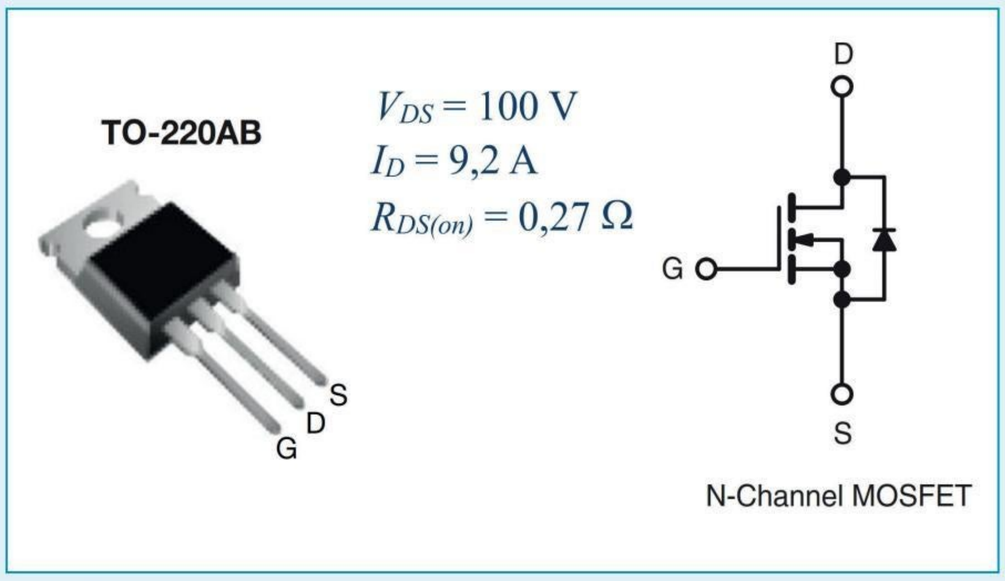


Figura 9.58. IRF520.

- Tensión máxima drenador-surtidor: V_{DS} = 100 V.
- Corriente máxima por el drenador para V_{GS} = 10 V:
  - I_D = 9,2 A para una temperatura de la unión de 25 °C.
  - I_D = 6,5 A para una temperatura de la unión de 100 °C.
- Resistencia en conducción para (V_{GS} = 10 V):
  - $R_{DS(on)}$ = 0,27 Ω.

En la Figura 9.59 se muestran las curvas de drenador para una temperatura de 25 °C.

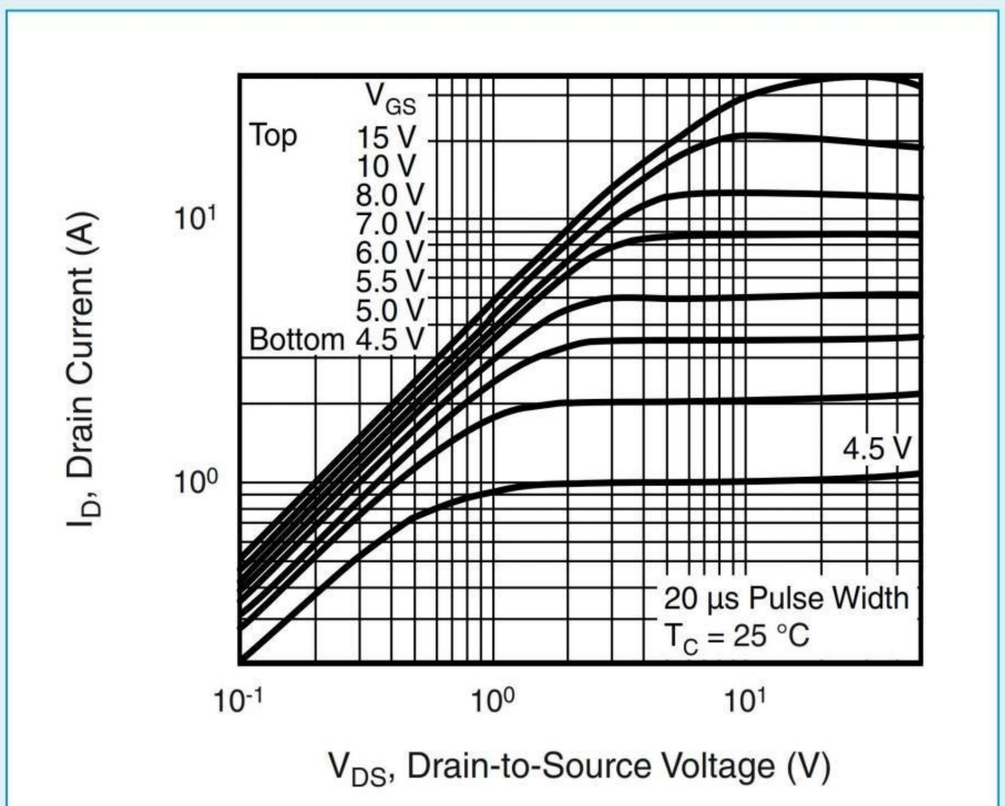


Figura 9.59. Curvas de drenador.

Con un transistor como el IRF520 o similar se podría montar un circuito que encienda y apague una lámpara, tal

© Ediciones Paraninfo

como se muestra en la Figura 9.60. Si aplicamos un nivel alto a la entrada (por ejemplo, 10 V), el transistor se pone en saturación y la lámpara se enciende. Al aplicar a la entrada 0 V, se consigue el corte y la lámpara se apaga.

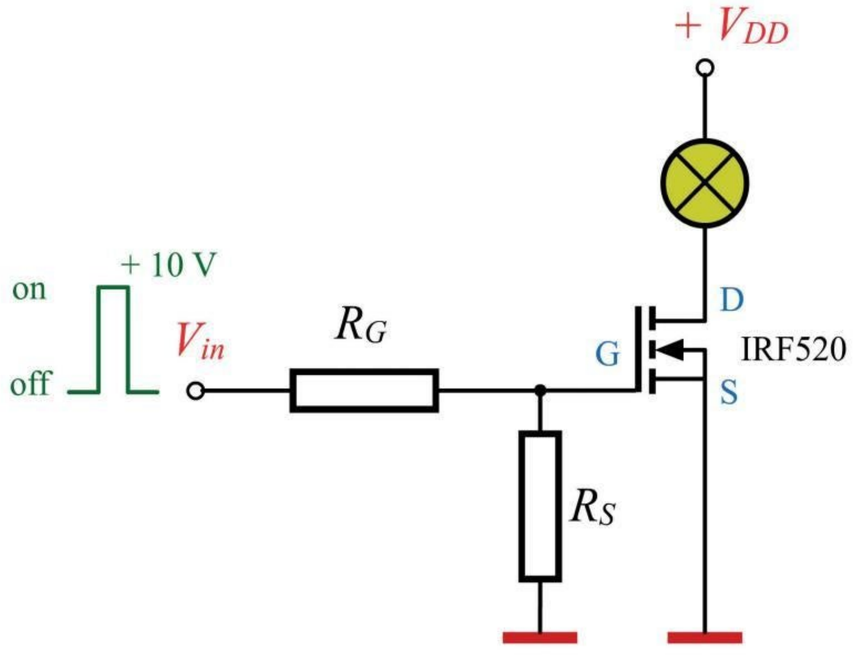


Figura 9.60. Interruptor con MOSFET.

Si aplicamos a la entrada del graduador una señal cuadrada de pulsos, la lámpara iría aumentando su iluminación según aumentamos la frecuencia de la señal. El control de la potencia de la carga se consigue a base de las sucesivas conexiones y desconexiones de la carga (Figura 9.61).

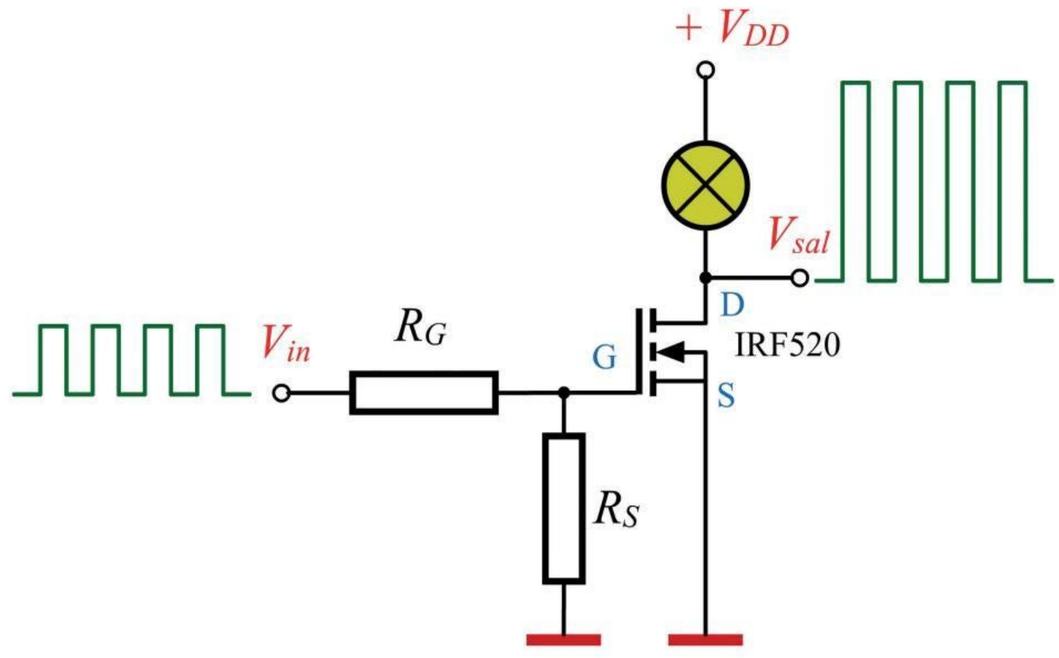


Figura 9.61. Control de potencia con MOSFET.

© Ediciones Paraninfo

Prácticas de laboratorio

9.1. Identificación de transistores mediante polímetro digital. Consigue varios transistores y comprueba con el polímetro digital cuáles son NPN y cuáles son PNP, así como la disposición de sus terminales.

Para poder llevar a cabo esta tarea con éxito tendrás que tener en cuenta las siguientes consideraciones:

Sitúa el selector del polímetro digital en el campo para medir diodos. Recuerda que en esta posición, el polímetro muestra en la pantalla digital la tensión de barrera directa.

En un transistor en buen estado, entre los terminales de colector y emisor no aparece ninguna tensión de polarización. En cualquier orden en el que pongamos las puntas de prueba entre estos dos terminales, el polímetro indicará «1», tal como se muestra en la Figura 9.62.

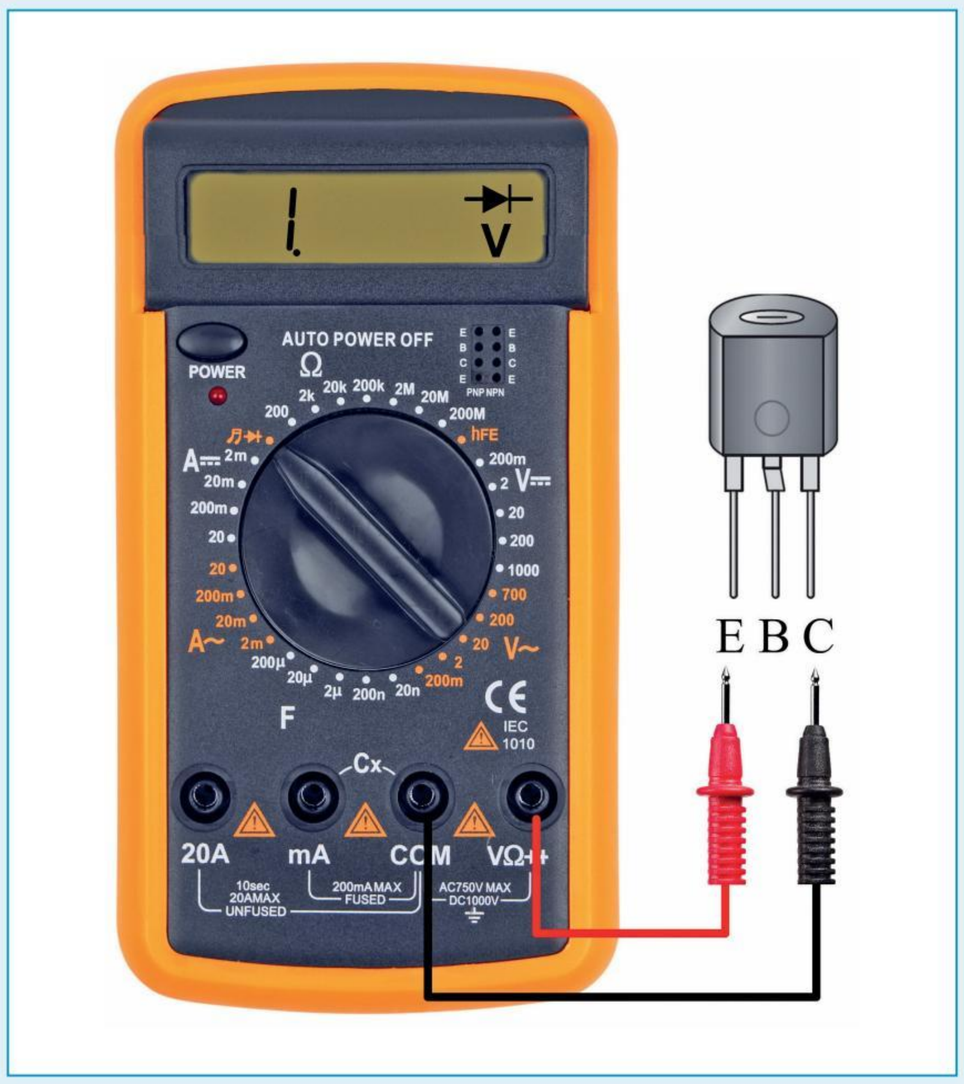


Figura 9.62. Entre el emisor y el colector no hay polarización.

Si colocamos la punta roja en la base y la negra en el emisor, para un transistor NPN en buen estado el polímetro indicará la tensión de barrera directa del diodo base-emisor. En el ejemplo de la Figura 9.63, indica que este valor es de 0,75 V.

Para un transistor PNP habría que cambiar el orden de las puntas de prueba para obtener el mismo resultado.

Si colocamos la punta roja en la base y la negra en el colector, para un transistor NPN en buen estado el polímetro indicará la tensión de barrera directa del diodo base-colector. En el ejemplo de la Figura 9.64, indica que este valor es de 0,745 V. Observa cómo la tensión de barrera en el diodo base-colector es algo inferior al de base-emisor. Esto nos servirá para definir cuál es el terminal emisor y cuál es el de colector.

Figura 9.63. Polarización base-emisor.

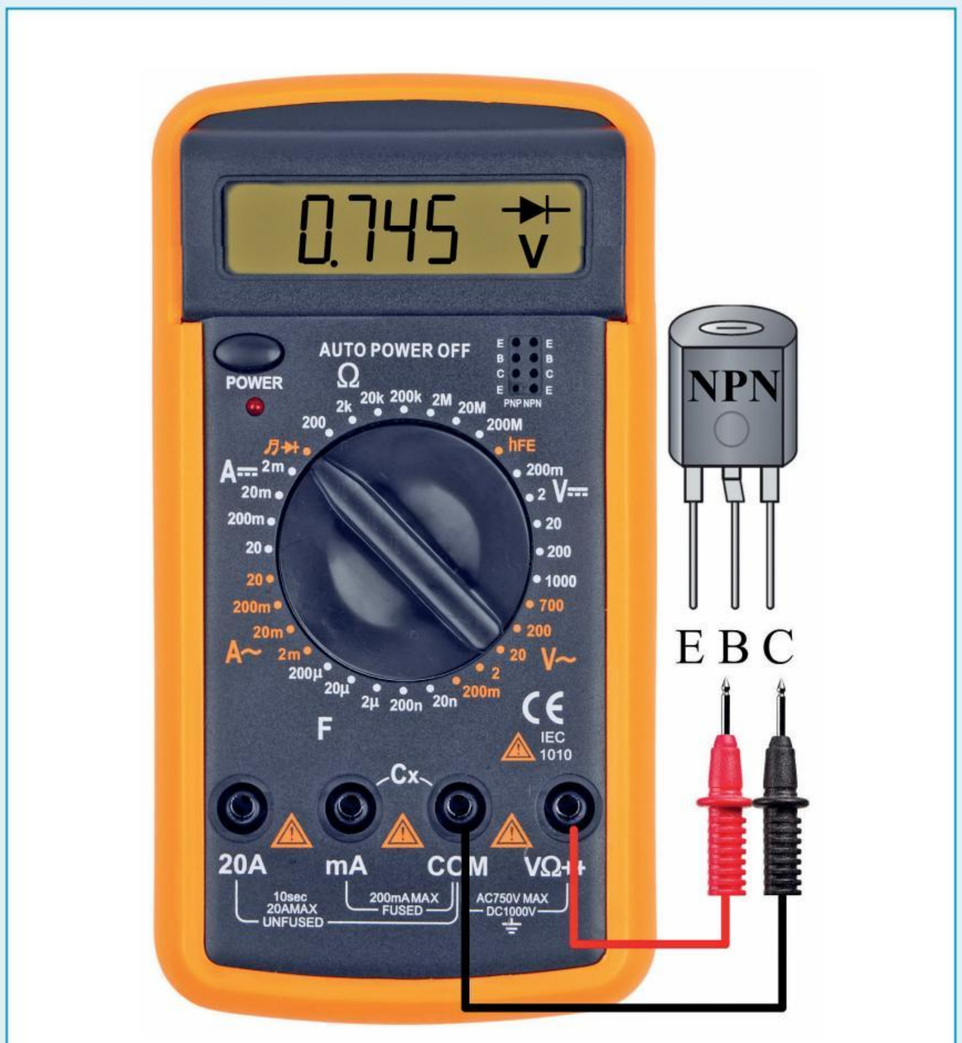


Figura 9.64. Polarización base-colector.

© Ediciones Paraninfo

Una vez hecho esto conéctalos al transistómetro y determina la ganancia de corriente β. En el ejemplo de la Figura 9.65, el polímetro indica una ganancia de 476.

Figura 9.65. Medida de la ganancia de corriente.

9.2. Circuito de encendido por presencia de luz. Se trata de conseguir que un diodo LED se encienda a través de un transistor cuando la luz que incide en una LDR se hace intensa (Figura 9.66).

En presencia de luz la LDR posee una resistencia relativamente baja, por lo que en el divisor de tensión, formado por R_1 y la LDR, la mayor parte de la tensión aparece en los extremos de la resistencia R_1, quedando muy poca tensión en la LDR, por lo que el transistor recibe una tensión de base suficiente para polarizarlo. El transistor entra en saturación y el diodo LED luce.

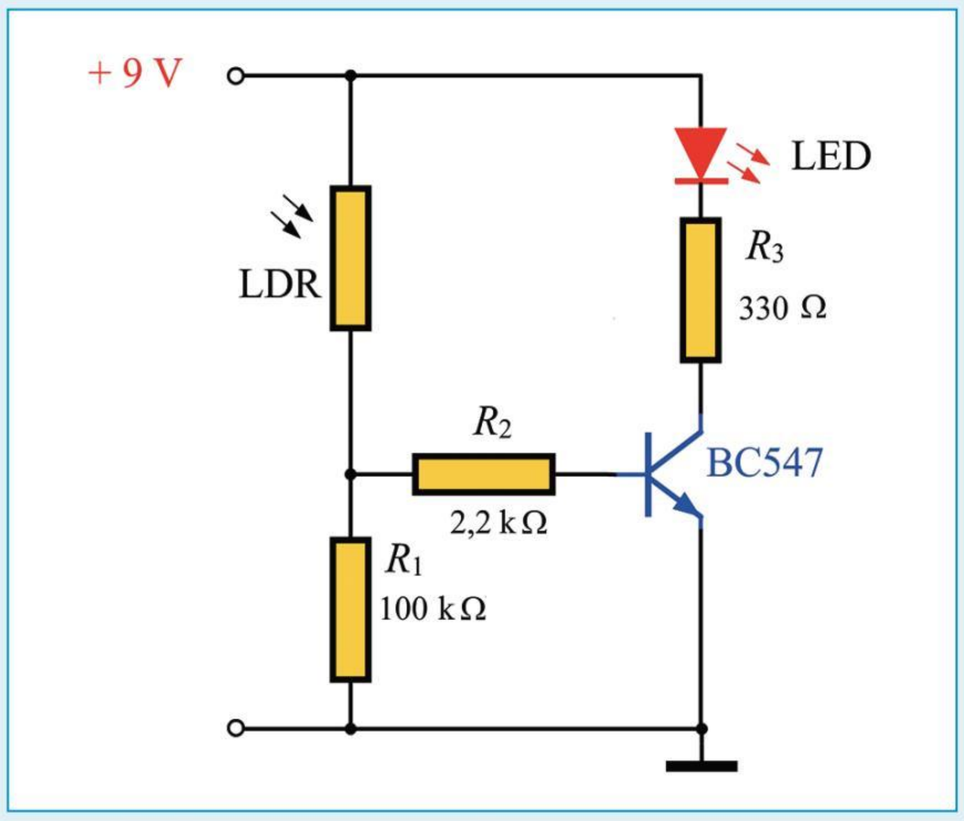


Figura 9.66. Circuito de encendido por presencia de luz.

Por el contrario, en el caso de que en la LDR reciba una cantidad de luz insuficiente, su valor óhmico aumenta y también lo hace la tensión en sus extremos, quedando muy poca tensión en la R_1, por lo que el transistor recibe una tensión de base muy reducida e insuficiente para polarizarlo. El transistor está en corte y el diodo LED no luce.

Monta el circuito de la Figura 9.66 y comprueba las diferentes magnitudes que se dan en él mediante el polímetro en ausencia y presencia de luz.

9.3. Circuito temporizador a la desconexión. Se trata de conseguir que un diodo LED se encienda a través de un transistor cuando accionemos un pulsador, y que permanezca encendido solamente durante el tiempo predeterminado por un circuito temporizador construido a base de una red RC (Figura 9.67).

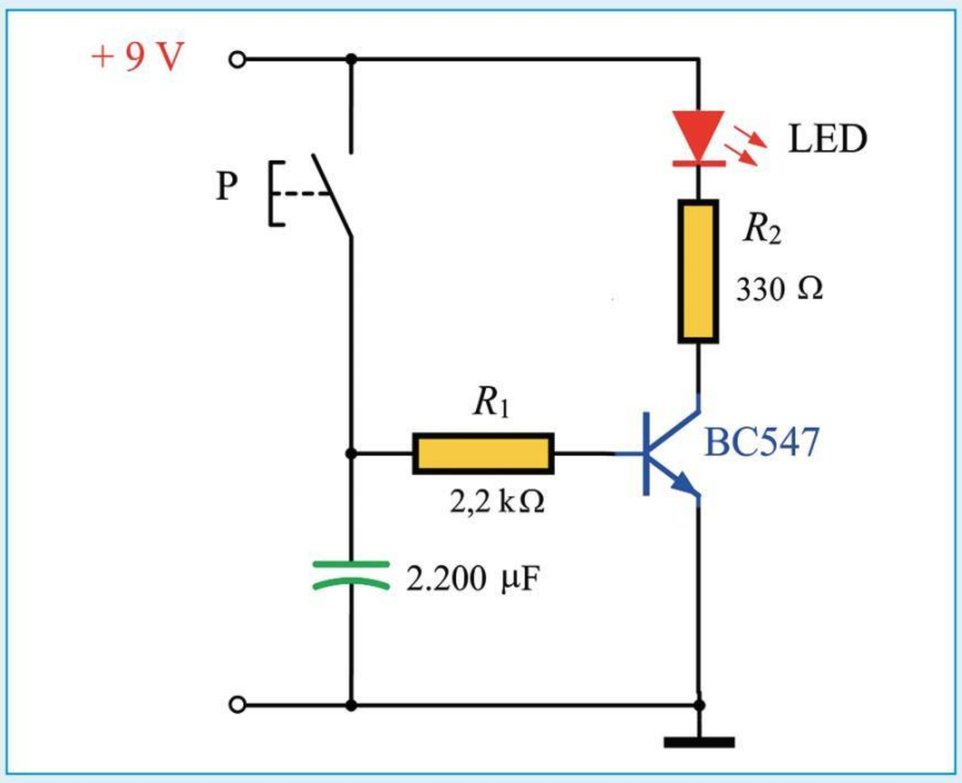


Figura 9.67. Circuito de temporizador a la desconexión de luz.

El funcionamiento de este circuito es así: dado que en un principio, no existe corriente por la base del transistor, el transistor permanece en corte y el diodo LED está apagado. Al cerrar el pulsador P, el condensador se carga y toda la tensión aparece en la base del transistor, por lo que este se polariza y el diodo LED se enciende.

En el momento que soltamos el pulsador, el condensador se descarga a través de la resistencia de base R_1 y la base del transistor durante un tiempo. Una vez descargado el condensador, el transistor entra en corte y el diodo LED se apaga. El tiempo de retardo de la desconexión será mayor cuanto mayor sea la capacidad del condensador.

Monta el circuito y comprueba las diferentes magnitudes que se dan en él mediante el polímetro al accionar el pulsador.

9.4. Identificación de transistores unipolares. Consigue varios transistores JFET Y MOSFET, comprueba su aspecto y, con las hojas de características de los fabricantes de los mismos, identifica sus valores característicos más significativos.

© Ediciones Paraninfo

Actividades de comprobación

9.1. ¿Qué ocurre con la corriente de colector al aumentar la tensión de polarización directa V_{BE} aplicada entre la base y el emisor de un transistor?

a) Aumenta.

b) Disminuye.

c) Se mantiene constante.

9.2. ¿Qué ocurre con la corriente de colector al disminuir la corriente de base de un transistor?

a) Aumenta.

b) Disminuye.

c) Se mantiene constante.

9.3. ¿Cómo debe ser la resistencia que presenta un transistor en buen estado entre su colector y su emisor?

a) Alta.

b) Baja.

c) Nula.

9.4. ¿Cuál de las corrientes de un transistor es más elevada?

a) La del emisor.

b) La de la base.

c) Son todas iguales.

9.5. El parámetro β de un transistor relaciona:

a) La corriente de base y del emisor.

b) La corriente de base y del colector.

c) Las tensiones de base.

9.6. En un transistor se ha medido una variación de corriente de colector de 98 mA y una variación de 100 mA en la corriente de emisor. Teniendo en cuenta que en un transistor se cumple que $I_E = I_C + I_B$, determina el parámetro β.

9.7. ¿Qué significan las siglas V_{CBO} y V_{CEO} en un transistor? Indica las relaciones correctas.

a) V_{CBO} = Tensión directa colector-base con el colector abierto.

b) V_{CEO} = Tensión inversa colector-emisor con la base abierta.

c) V_{CBO} = Tensión inversa colector-base con el emisor abierto.

9.8. Determina la potencia máxima de un transistor si la corriente nominal de colector es de 50 mA y la tensión nominal de colector-emisor es de 5 V.

9.9. En un circuito con transistor montado en configuración emisor común, ¿cuál es el electrodo donde se aplica la señal de entrada y por cuál aparece la salida?

a) Entrada a la base y colector a la salida.

b) Entrada al emisor y colector a la salida.

c) Entrada a la base y emisor a la salida.

9.10. Indica cuál de las siguientes afirmaciones es cierta:

a) En un transistor, con pequeñas modificaciones de la corriente de base, se consiguen grandes variaciones en la corriente de colector.

b) Cuando un transistor trabaja en la zona de saturación, los aumentos de corriente de base no producen aumentos en la corriente de colector.

c) Cuando un transistor trabaja en la zona de corte, se puede considerar que opera como si fuese un interruptor abierto.

d) Para que un transistor trabaje de una forma normal se polariza la unión base-emisor con tensión directa, mientras que la unión base-colector se hace con tensión inversa.

e) Conocida la curva de potencia máxima de un transistor, la zona prohibida se sitúa en la parte inferior de la misma.

9.11. ¿Cómo se puede conseguir aumentar la potencia de un transistor?

a) No es posible.

b) Conectando un condensador entre la base y el emisor.

c) Uniéndolo a una aleta de refrigeración.

9.12. El transistor BC 548 posee una potencia máxima de 500 mW a T_{amb} = 25 °C. ¿Cuál será la corriente máxima que podrá fluir por el colector si la tensión colector-emisor es de 5 V?

9.13. Indica cuál de las siguientes afirmaciones es cierta:

a) Cuando se diseña un circuito de polarización de un transistor conviene que el punto de trabajo del transistor quede fijado en las proximidades del centro de la recta de carga.

b) La polarización de un transistor en un circuito lineal debe fijar un punto de trabajo con el que se consiga distorsión en la señal de salida.

c) Los aumentos de temperatura de un transistor hacen disminuir su ganancia de corriente.

© Ediciones Paraninfo

9.14. En la Figura 9.68 se muestra el circuito en configuración emisor común de un transistor. Valiéndose de las curvas de colector de la Figura 9.69, dibuja la recta de carga y determina los valores de I_C, V_{CE} e I_B en el punto de corte, en el punto de saturación y en el punto de trabajo para I_B = 300 μA.

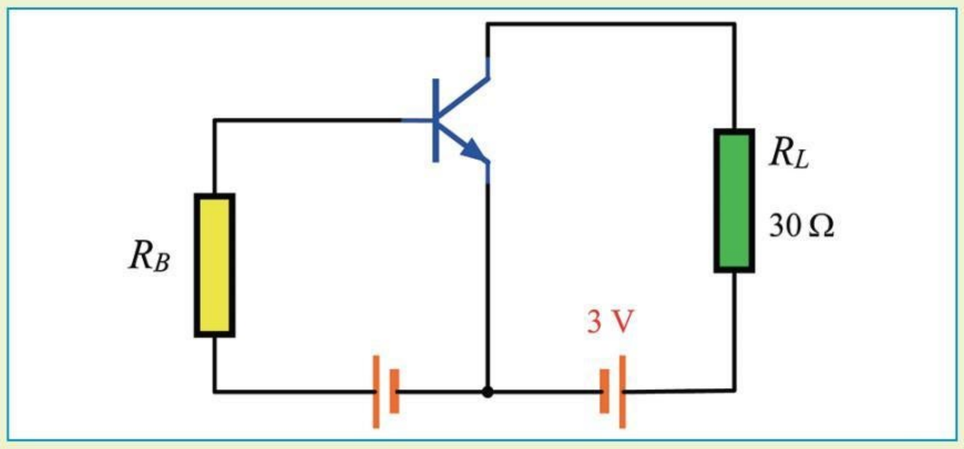


Figura 9.68.

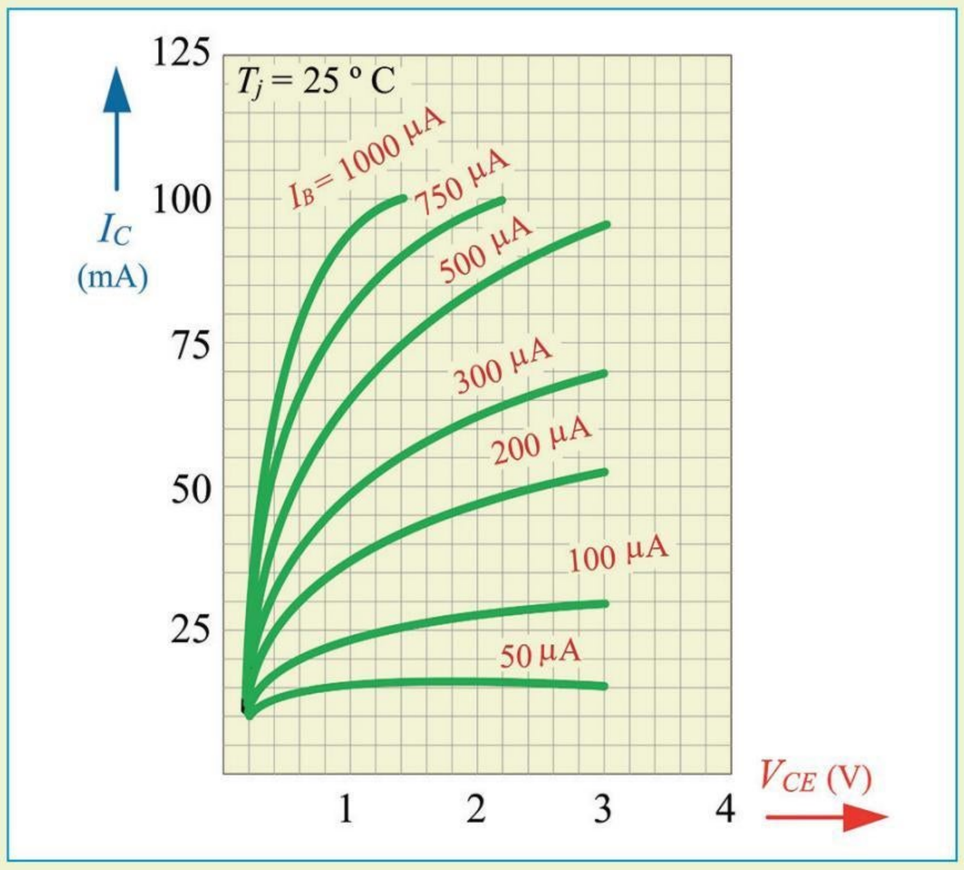


Figura 9.69.

9.15. En el caso de que el transistor que aparece en el circuito de la Figura 9.70 sea de silicio, determina la corriente de colector y la tensión colector-emisor, así como los valores de V_B, V_E y V_C.

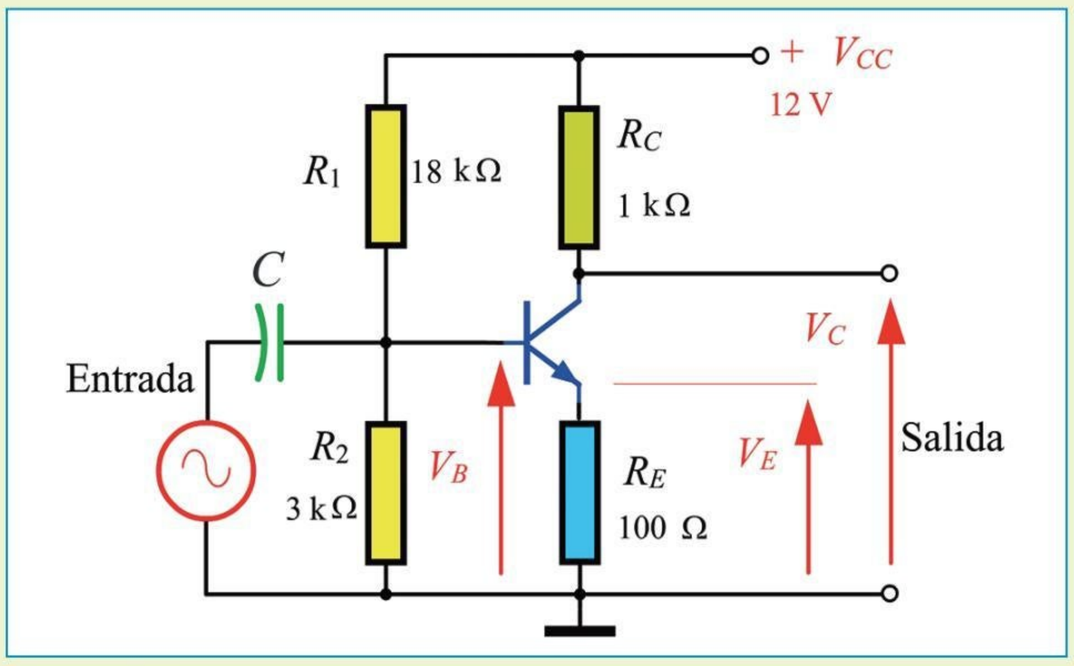


Figura 9.70.

9.16. ¿Cuál es la ventaja principal que poseen los transistores unipolares frente a los bipolares?

a) La impedancia de entrada es muy elevada.

b) Son más robustos y fáciles de manipular.

c) Su conducción depende únicamente del efecto de la corriente de base.

9.17. ¿Qué tipo de dispositivo será más conveniente para utilizar en el circuito de entrada de señal de un osciloscopio, el transistor bipolar o el unipolar?

a) Transistor bipolar.

b) Transistor unipolar.

9.18. ¿Cómo influye en la corriente de drenador el aumento de la tensión de polarización inversa aplicado a la puerta o graduador de un JFET?

a) Produce un aumento de dicha corriente.

b) La corriente de drenador permanece fija en todo momento.

c) Produce una disminución de dicha corriente.

9.19. ¿Qué diferencia fundamental existe entre un JFET y un MOSFET del tipo de empobrecimiento?

a) La impedancia de entrada del MOSFET es mucho más elevada que en el JFET.

b) La impedancia de entrada del JFET es mucho más elevada que en el MOSFET.

c) La corriente por el graduador del MOSFET es mucho más pequeña que en el JFET.

9.20. ¿Puede trabajar un MOSFET del tipo de enriquecimiento de canal N con una tensión de polarización V_{GS} negativa?

a) No.

b) Sí.

c) Es indiferente.

9.21. En la Figura 9.71 se muestran una serie de símbolos. Indica al lado de cada uno de ellos de qué componentes se trata y el nombre de cada uno de sus terminales.

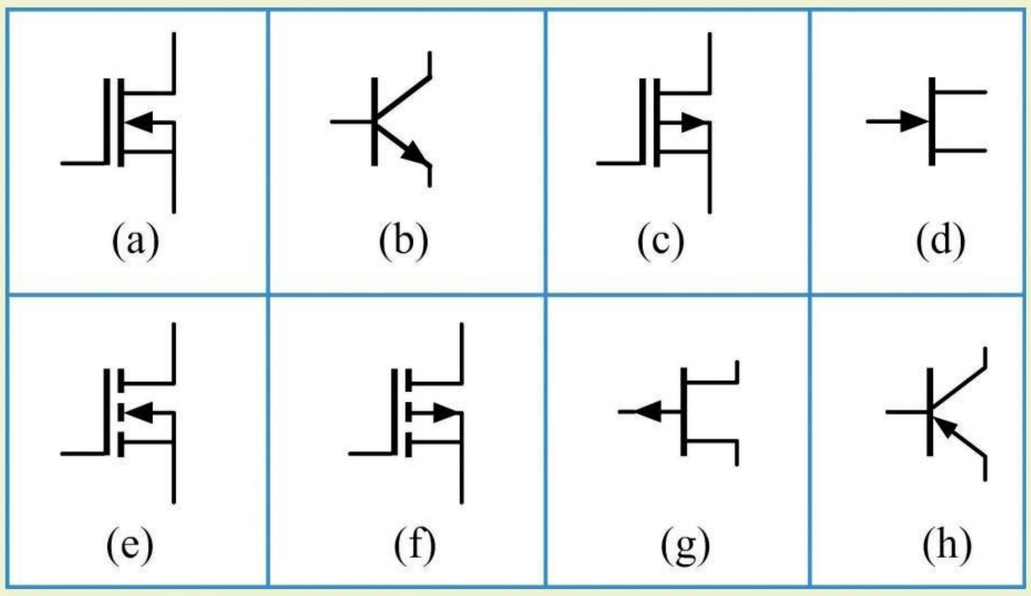


Figura 9.71.

© Ediciones Paraninfo

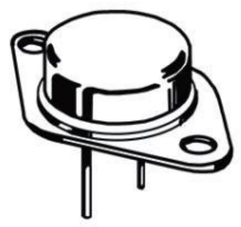
Actividades de ampliación

9.1. Busca en internet las hojas de características de algunos transistores bipolares de potencia y analiza los principales parámetros que figuran en las mismas, como por ejemplo: encapsulado, disposición de terminales, corriente máxima por el colector, potencia máxima, tensiones inversas, ganancia de corriente, etcétera.

A modo de ejemplo, en la Figura 9.72 se muestran unos recortes pertenecientes a la hoja de características del transistor de potencia 2N3055.

NPN
2N3055

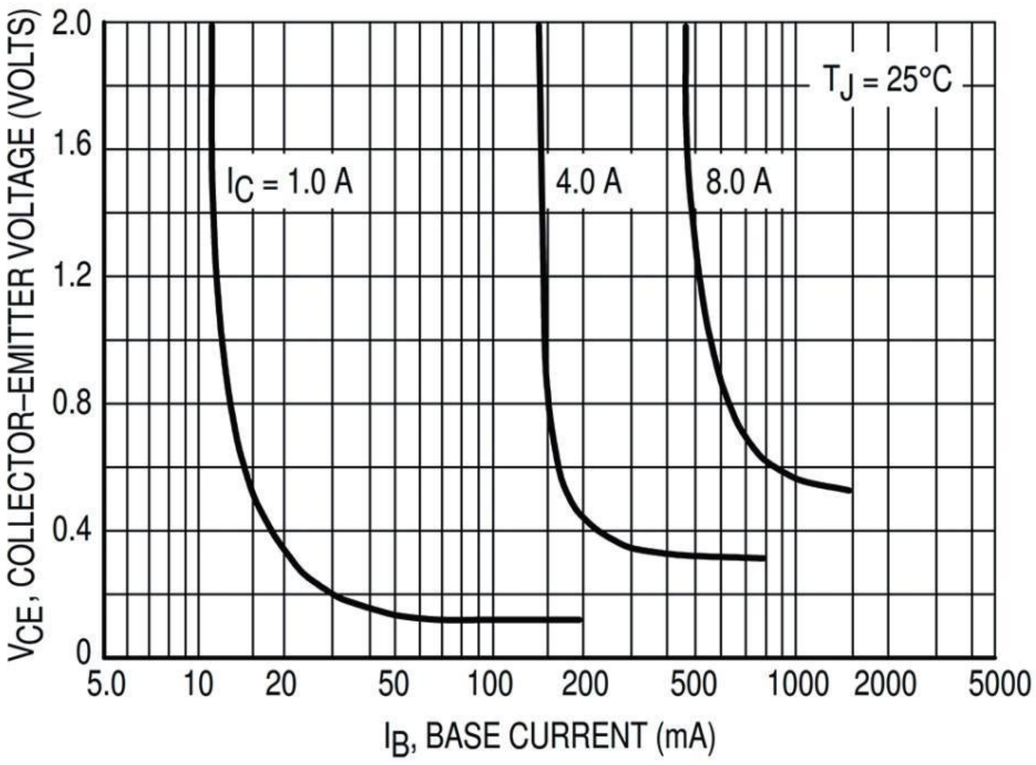
15 AMPERE
POWER TRANSISTORS
COMPLEMENTARY
SILICON
60 VOLTS
115 WATTS



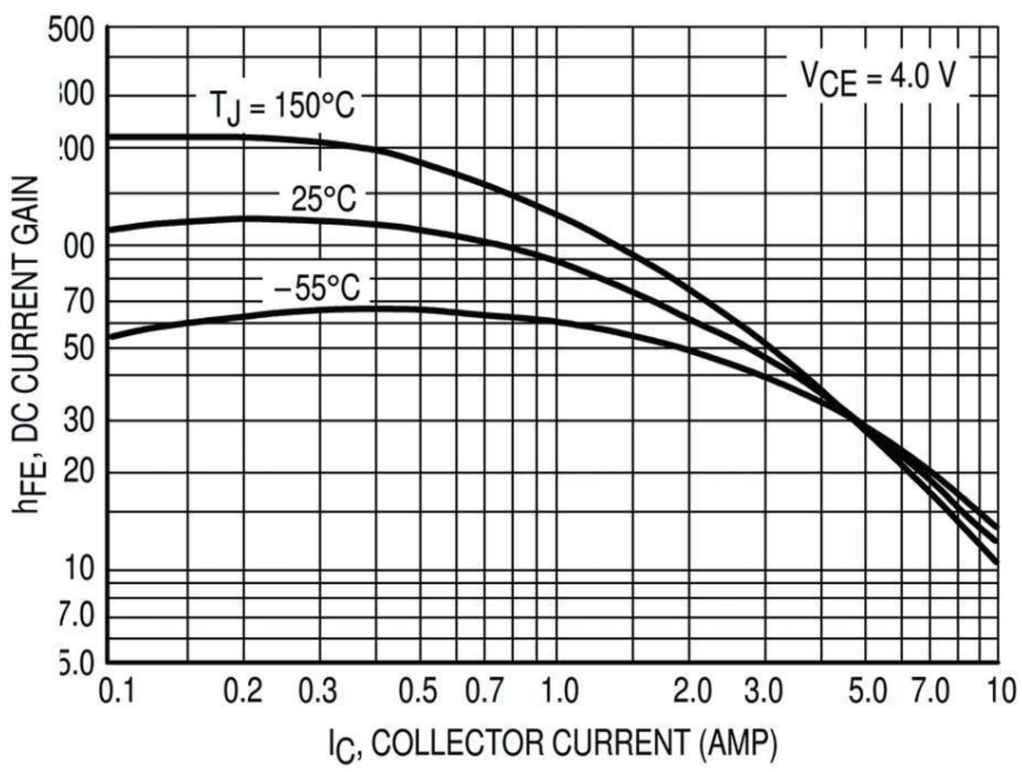
CASE 1–07
TO–204AA
(TO–3)

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector–Emitter Voltage	V_{CEO}	60	Vdc
Collector–Emitter Voltage	V_{CER}	70	Vdc
Collector–Base Voltage	V_{CB}	100	Vdc
Emitter–Base Voltage	V_{EB}	7	Vdc
Collector Current — Continuous	I_C	15	Adc
Base Current	I_B	7	Adc
Total Power Dissipation @ T_C = 25°C Derate above 25°C	P_D	115 0.657	Watts W/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	−65 to +200	°C



Collector Saturation Region



DC Current Gain

Figura 9.72. Hoja de características del transistor de potencia 2N3055.

© Ediciones Paraninfo

9.2. Busca en internet las hojas de características de algunos transistores MOSFET y analiza los principales parámetros que figuran en las mismas, como por ejemplo: encapsulado, disposición de terminales, corriente máxima por el drenador, potencia máxima, tensiones inversas, ganancia de corriente, etcétera.

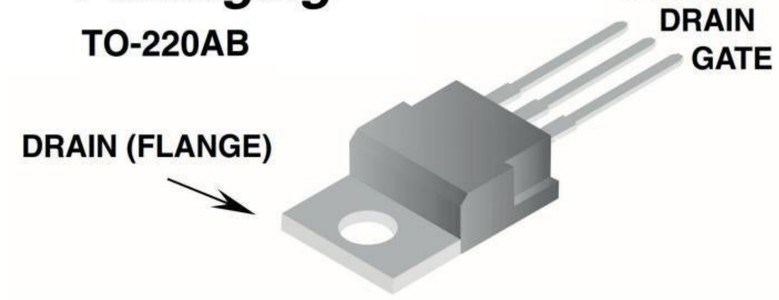
A modo de ejemplo, en la Figura 9.73 se muestran unos recortes pertenecientes a la hoja de características del transistor MOSFET IRF9530.

IRF9530

12A, 100V, 0.300 Ohm, P-Channel Power MOSFETs

Packaging

TO-220AB

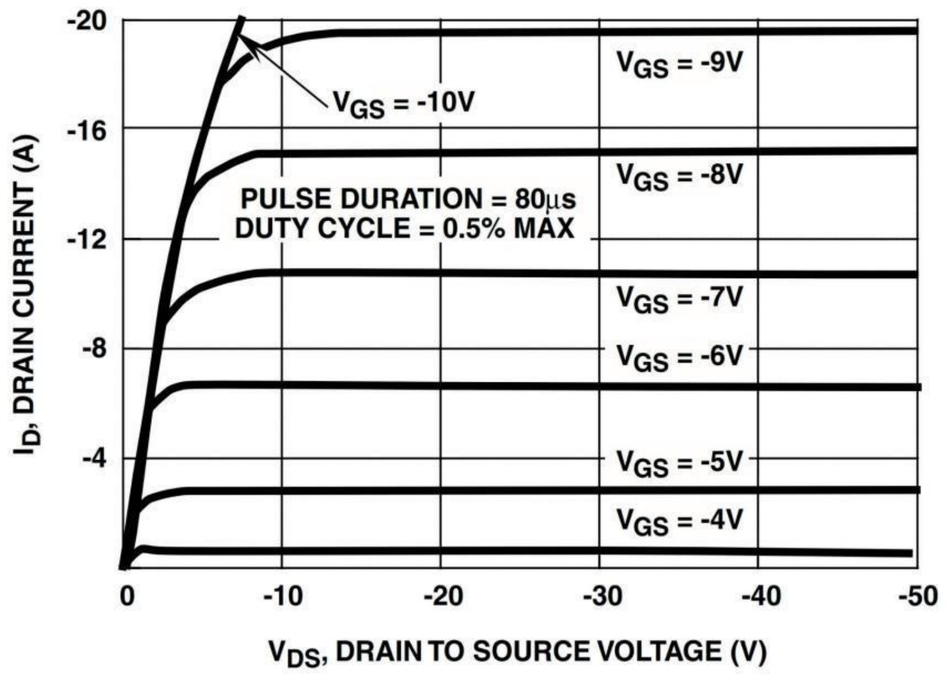


Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^oC$, Unless Otherwise Specified

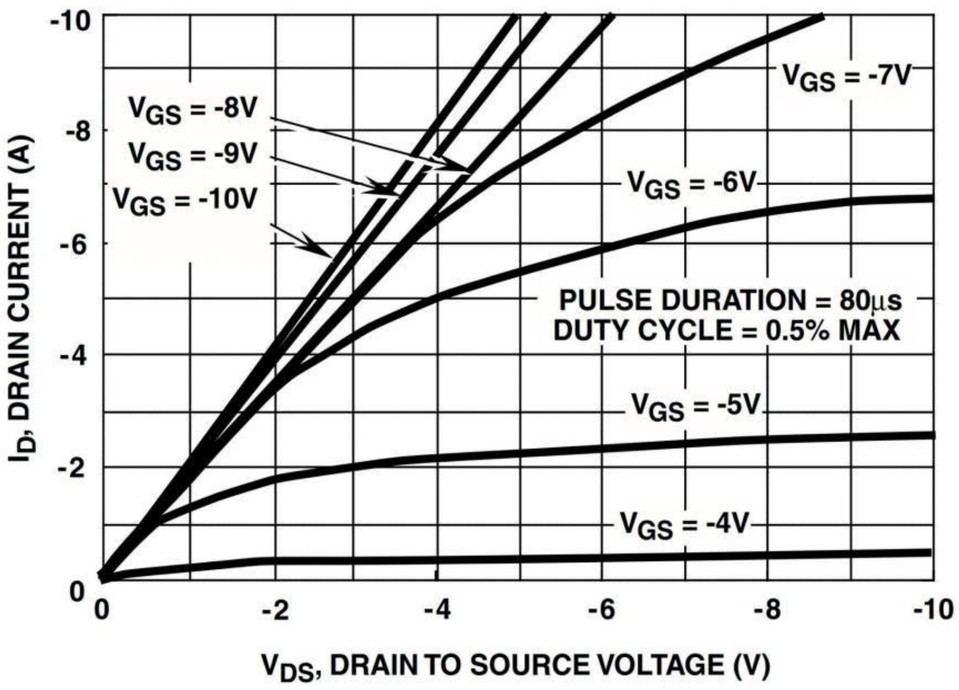
		IRF9530, RF1S9530SM	UNITS
Drain to Source Breakdown Voltage (Note 1)	V_{DS}	-100	V
Drain to Gate Voltage (R_{GS} = 20kΩ) (Note 1)	V_{DGR}	-100	V
Continuous Drain Current	I_D	-12	A
$T_C = 100^oC$	I_D	-7.5	A
Pulsed Drain Current (Note 3)	I_{DM}	-48	A
Gate to Source Voltage	V_{GS}	±20	V
Maximum Power Dissipation	PD	75	W
Dissipation Derating Factor		0.6	$W/^oC$
Single Pulse Avalanche Energy Rating (Note 4)	E_{AS}	500	mJ
Operating and Storage Temperature	T_J, T_{STG}	-55 to 150	^oC
Maximum Temperature for Soldering			
Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s	T_L	300	^oC
Package Body for 10s, See Techbrief 334	T_{pkg}	260	^oC

Electrical Specifications $T_C = 25^oC$, Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Drain to Source Breakdown Voltage	BV_{DSS}	I_D = -250μA, V_{GS} = 0V, (Figure 10)	-100	-	-	V
Gate Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{GS} = V_{DS}$, I_D = -250μA	-2	-	-4	V
Zero Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	V_{DS} = Rated BV_{DSS}, V_{GS} = 0V	-	-	-25	μA
		V_{DS} = 0.8 x Rated BV_{DSS}, V_{GS} = 0V, $T_C = 125^oC$	-	-	-250	μA
On-State Drain Current (Note 2)	$I_{D(ON)}$	$V_{DS} > I_{D(ON)} \times r_{DS(ON)MAX}$, V_{GS} = -10V, (Figure 7)	-12	-	-	A
Gate to Source Leakage Current	I_{GSS}	V_{GS} = ±20V	-	-	±100	nA
Drain to Source On Resistance (Note 2)	$r_{DS(ON)}$	I_D = -6.5A, V_{GS} = -10V, (Figures 8, 9)	-	0.250	0.300	Ω



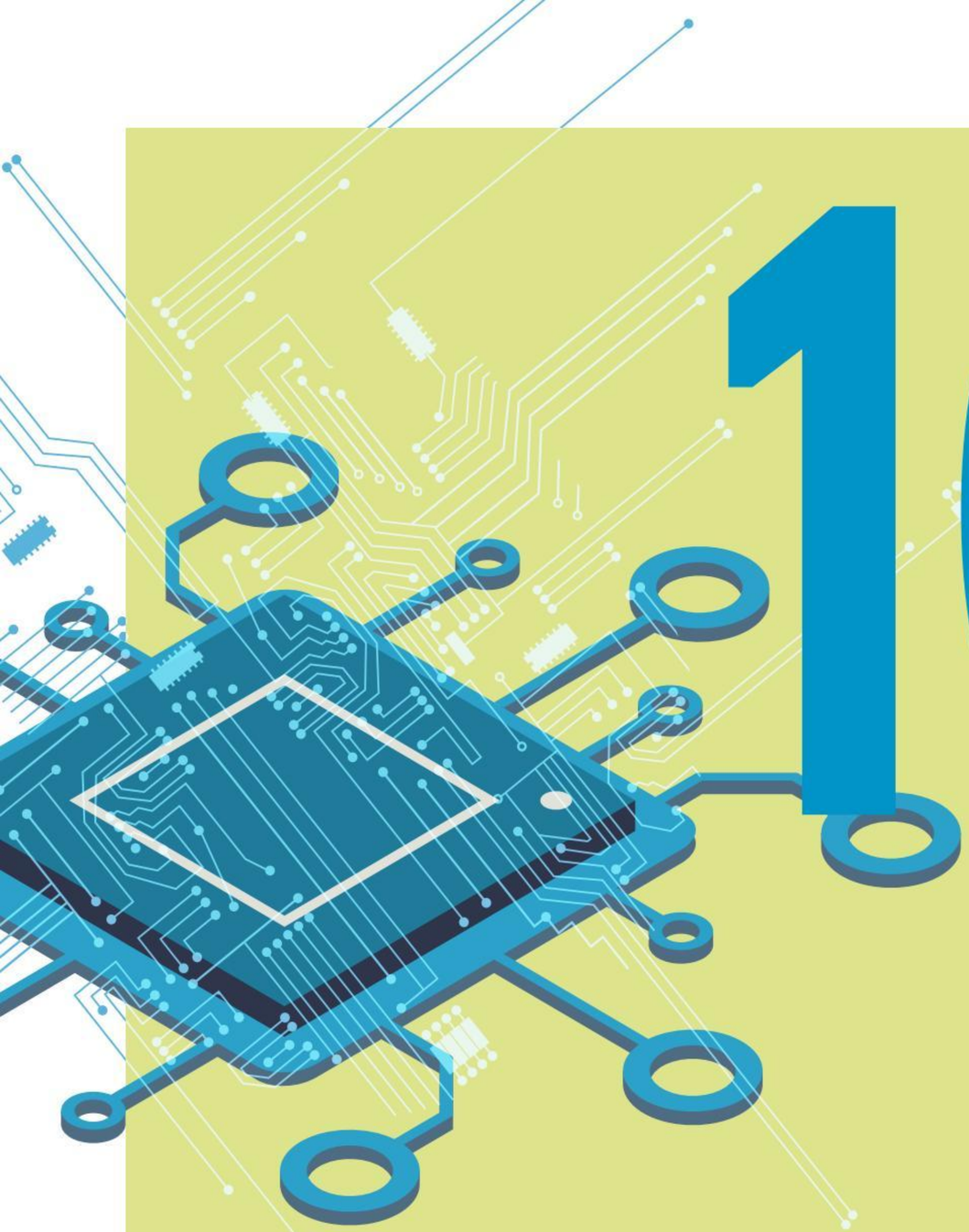
OUTPUT CHARACTERISTICS



SATURATION CHARACTERISTICS

Figura 9.73. Hoja de características del transistor MOSFET IRF9530.

© Ediciones Paraninfo



10 Amplificadores

Contenidos

- **10.1.** Características del amplificador
- **10.2.** Amplificadores de pequeña señal con transistores
- **10.3.** Acoplamiento de amplificadores
- **10.4.** Amplificadores de potencia
- **10.5.** Amplificadores con transistores unipolares
- **10.6.** Localización de averías y reparación en un amplificador

Los amplificadores son una pieza básica en la electrónica, ya que gracias a ellos podemos aumentar el nivel de las señales eléctricas que captan los sensores (resistencias dependientes, micrófonos, antenas, etc.) para después aplicarlas con suficiente energía a los dispositivos que las trasforman en algo útil (relés, alarmas, altavoces, pantallas de visualización, etc.).

En un principio, los amplificadores se fabricaban con válvulas de vacío (triodos, pentodos, etc.), pero la llegada de los semiconductores en los años cincuenta fue sustituyendo paulatinamente a estas por los transistores. Hoy en día, el avance de las nuevas tecnologías ha conseguido integrar en un solo elemento una gran cantidad de componentes, consiguiendo sistemas de amplificación a base de uno o varios circuitos integrados, como por ejemplo el amplificador operacional. Esto simplifica enormemente los circuitos, aportando innumerables ventajas (reducción de costes de fabricación, circuitos impresos más reducidos, menor disipación térmica, etc.).

Objetivos

- Distinguir los diferentes tipos de amplificadores.
- Describir el funcionamiento de los amplificadores de pequeña señal, explicando las características, valores de las magnitudes eléctricas, el tipo y la forma de las señales presentes y el tratamiento que sufren dichas señales a lo largo del circuito.
- Calcular la ganancia de los amplificadores.
- Valorar la importancia del rendimiento en un amplificador de potencia.
- Describir las técnicas generales utilizadas para la localización y diagnóstico de averías en los amplificadores, empleando procedimientos sistemáticos y normalizados en función de distintas consideraciones.

10.1. Características del amplificador

En los amplificadores, gracias a los transistores, se consigue elevar la intensidad de los sonidos y de las señales en general. El amplificador posee una entrada por donde se introduce la señal débil y otra por donde se alimenta con C.C. La señal de salida se ve aumentada gracias a la aportación de esta alimentación, siguiendo las mismas variaciones que la de entrada (Figura 10.1).

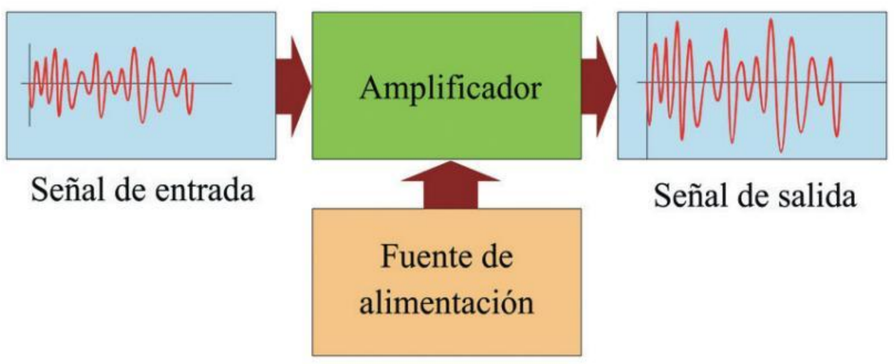


Figura 10.1. El amplificador eleva el nivel de la señal aplicada a su entrada.

En la Figura 10.2 se muestra la disposición básica de un amplificador de sonido. La señal de entrada, de bajo nivel (del orden de unos pocos milivoltios), la aportan dispositivos como: el micrófono (transforma las ondas sonoras en señales eléctricas que siguen las mismas variaciones que las primeras), el reproductor de discos (transforma las señales grabadas en los surcos del disco en señales eléctricas), el magnetófono (transforma las señales grabadas magnéticamente en una cinta, en señales eléctricas), etc. El amplificador de audio toma estas señales eléctricas y, manteniendo intacta sus cualidades, las eleva de valor (del orden de unos cuantos voltios). Estas señales ya son lo suficientemente fuertes como para poder ser transformadas en sonidos audibles por parte del altavoz.

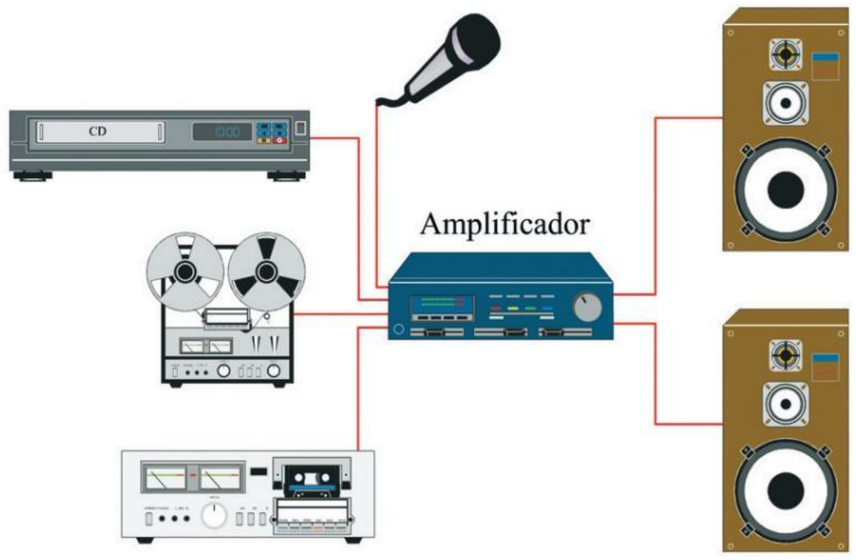


Figura 10.2. Amplificador de audio.

Estudiaremos a continuación algunas de las características de los amplificadores que nos ayudarán a entender la función propia de estos.

10.1.1. Ganancia de un amplificador

Cuando un amplificador realiza la función de elevar la señal que ha sido aplicada a su entrada, se dice que ha producido una determinada **ganancia.**

> Se puede decir que la ganancia de un amplificador es la *relación que existe entre el valor de la señal obtenida a la salida y el de la entrada.*

Dependiendo de la magnitud eléctrica que estemos tratando, se pueden observar tres tipos de ganancias (Figura 10.3):

- **Ganancia de tensión:** que se obtiene midiendo el valor de la tensión de entrada y el de salida y realizando su cociente.

$$A_v = \frac{V_{\text{salida}}}{V_{\text{entrada}}}$$

- **Ganancia de corriente:** se obtiene midiendo el valor de la intensidad de salida y el de entrada, efectuando su cociente.

$$A_i = \frac{I_{\text{salida}}}{I_{\text{entrada}}}$$

- **Ganancia de potencia:** se obtiene, al dividir la potencia obtenida en la salida, entre la potencia entregada a la entrada. Se puede comprobar con facilidad que, al realizar esta operación, el resultado que se obtiene coincide con el producto de las ganancias de tensión y corriente.

$$A_p = A_v A_i$$

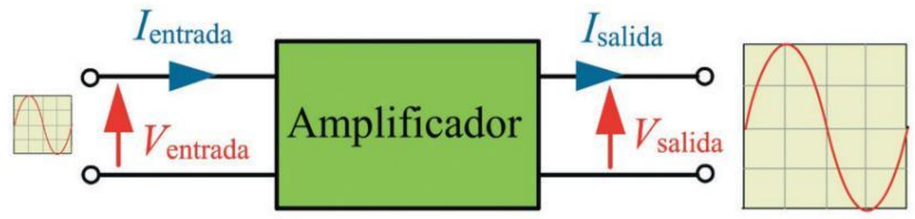


Figura 10.3. El amplificador produce ganancia en la señal de entrada.

Es corriente encontrarnos con la ganancia expresada en decibelios (dB). El decibelio es una unidad que se emplea para medir el nivel sonoro. Para calcular la ganancia de un amplificador en dB aplicamos las siguientes expresiones:

- Ganancia de tensión: $a_v = 20 \log A_v$
- Ganancia de corriente: $a_i = 20 \log A_i$
- Ganancia de potencia: $a_p = 10 \log A_p$

© Ediciones Paraninfo

Actividad resuelta 10.1

La señal de entrada de un amplificador es de 10 mV y 1 mA. Determina la ganancia de tensión, potencia y corriente de este amplificador, si la señal que se obtiene en la salida es de 1 V y 10 mA.

Solución:

$$A_v = \frac{V_{salida}}{V_{entrada}} = \frac{1}{0{,}01} = 100$$

$$A_i = \frac{I_{salida}}{I_{entrada}} = \frac{10}{1} = 10$$

$$A_p = A_v\, A_i = 100 \cdot 10 = 1.000$$

En decibelios:

$$a_v = 20 \log A_v = 20 \cdot \log 100 = 40 \text{ dB}$$

$$a_i = 20 \log A_i = 20 \cdot \log 10 = 20 \text{ dB}$$

$$a_p = 10 \log A_p = 10 \cdot \log 1.000 = 30 \text{ dB}$$

En conclusión, con este amplificador hemos conseguido una ganancia de 100 veces para la tensión y de 10 para la corriente, por lo que se ha conseguido multiplicar por 1.000 la potencia de la señal de entrada.

10.1.2. Adaptación de impedancias en un amplificador

Los amplificadores poseen una característica fundamental, que es la impedancia que presentan a su entrada y a su salida.

- **Impedancia de entrada:** es la impedancia que ofrece un amplificador a la entrada, y se calcula aplicando la ley de Ohm entre sus extremos:

$$Z_e = \frac{V_{entrada}}{I_{entrada}}$$

- **Impedancia de salida:** es la impedancia que ofrece el amplificador a su salida:

$$Z_s = \frac{V_{salida}}{I_{salida}}$$

Para el amplificador del ejemplo anterior, la impedancia de entrada y salida sería:

$$Z_{ent} = \frac{V_{entrada}}{I_{entrada}} = \frac{0{,}01}{0{,}001} = 10\ \Omega$$

$$Z_{sal} = \frac{V_{salida}}{I_{salida}} = \frac{1}{0{,}01} = 100\ \Omega$$

La impedancia de entrada de un amplificador (Z_{ent}) limita el paso de corriente proporcionado por el generador de señales, de tal forma que se podría decir que es la carga que presenta a dicho generador de señales.

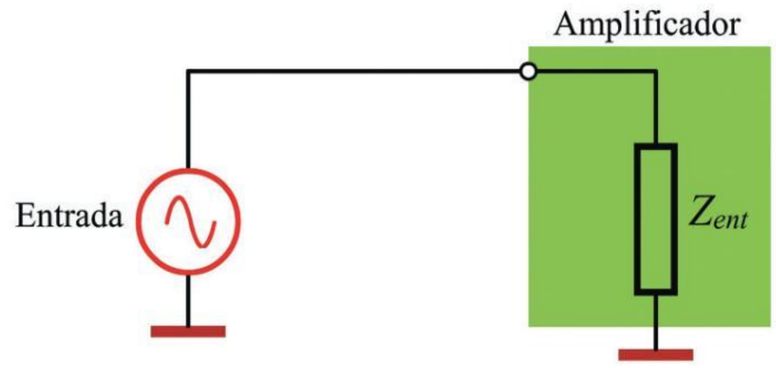


Figura 10.4. Impedancia de entrada del amplificador y del generador de señales.

Los generadores de señal también poseen una impedancia característica, dependiendo este valor del tipo de generador. Así, por ejemplo, para un receptor de radio, la antena es el generador de señales y su impedancia es de unos 50 Ω. En el caso de que el generador de señales fuera un micrófono, la impedancia podría ser algo mayor, del orden de los 10 kΩ.

Para que un sistema posea un rendimiento máximo, la impedancia del generador debe ser igual a la entrada del amplificador. Esto es lo que se conoce como «adaptación de impedancias».

Actividad resuelta 10.2

Analiza la adaptación de impedancia del circuito de la Figura 10.5, para tres diferentes impedancias de entrada de un amplificador.

Solución:

Para entender el concepto de adaptación de forma práctica vamos a suponer los siguientes tres casos:

a) En el primer caso, tal como se muestra en la Figura 10.5, tenemos un generador de señales de 10 V con una impedancia Z_G de 50 Ω. La impedancia de entrada del amplificador Z_{ent} es también de 50 Ω.

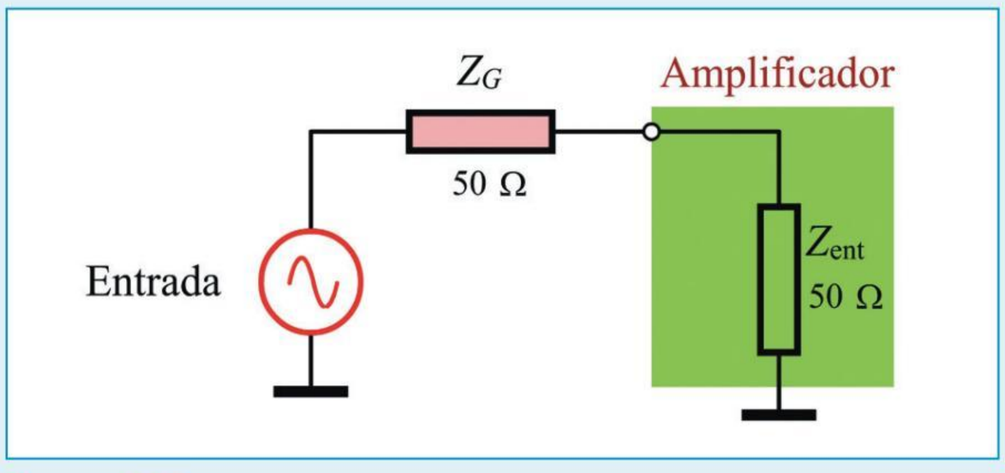


Figura 10.5. Impedancias iguales.

© Ediciones Paraninfo

Las dos impedancias quedan en serie, por lo que la corriente que se establece en el circuito es igual a:

$$I = \frac{V}{Z} = \frac{10}{50 + 50} = 0{,}1 \text{ A}$$

Suponiendo que las dos impedancias son resistivas, la potencia que aparece en el amplificador es:

$$P = Z_{ent} I^2 = 50 \cdot 0{,}1^2 = 0{,}5 \text{ W}$$

b) En el caso de que la impedancia de entrada del amplificador hubiese sido de 10 Ω, la potencia que aparecería en el amplificador se calcularía de la misma forma:

$$I = \frac{V}{Z} = \frac{10}{50 + 10} = 0{,}166 \text{ A}$$

$$P = Z_{ent} I^2 = 10 \cdot 0{,}166^2 = 0{,}27 \text{ W}$$

c) Veamos qué ocurre cuando la impedancia de entrada del amplificador sea superior a la del generador. En este caso hemos supuesto que dicha impedancia es igual a 100 Ω.

$$I = \frac{V}{Z} = \frac{10}{50 + 100} = 0{,}066 \text{ A}$$

$$P = Z_{ent} I^2 = 100 \cdot 0{,}066^2 = 0{,}44 \text{ W}$$

En conclusión, la máxima potencia en el amplificador se consigue cuando las dos impedancias son iguales.

La impedancia de entrada de los amplificadores depende fundamentalmente del tipo de configuración que se emplee. Seguidamente, proporcionamos una relación aproximada de estos valores:

Colector común	Base común	Emisor común
Gran impedancia de entrada	Muy pequeña impedancia de entrada	Valor intermedio de impedancia de entrada
($Z_{ent} \cong 300$ kΩ)	($Z_{ent} \cong 50$ Ω)	($Z_{ent} \cong 50$ kΩ)

10.1.3. Clasificación de los amplificadores

No todos los amplificadores son iguales; existen diferencias entre unos y otros, dependiendo de la magnitud de la señal que se va a amplificar, configuración, clase, acoplamiento y aplicaciones. En la Tabla 10.1 se hace una clasificación de estos.

Tabla 10.1. Clasificación de los amplificadores

Dependiendo de la señal	De pequeña señal
	De señales fuertes o de potencia
Por su configuración	Emisor común
	Colector común
	Base común
Por la frecuencia de señal	De corriente continua
	De audiofrecuencia (AF)
	De videofrecuencia (VF)
	De radiofrecuencia (RF)
	De VHF y UHF

- **Dependiendo de la señal:** existen muchas aplicaciones donde el uso de una sola etapa amplificadora no es suficiente para elevar la señal de entrada al nivel deseado. Por esta razón, se emplean varias etapas amplificadoras acopladas adecuadamente, con el fin de imprimir en cada una de ellas el nivel de amplificación adecuado y, así, conseguir una señal de salida sin distorsión y con el máximo rendimiento por parte del conjunto del amplificador.

Así, por ejemplo, la señal de audio proporcionada por un micrófono o la señal recogida en la antena de un receptor de radio posee un nivel que en la mayoría de las ocasiones no alcanza unos pocos milivoltios o incluso microvoltios. En estos casos, se hace necesario por lo menos de dos, tres o más etapas amplificadoras. Este es el caso del ejemplo mostrado en la Figura 10.6, donde se aprecia la estructura de un amplificador de audio en un diagrama de bloques. Existe un amplificador previo, o preamplificador de pequeña señal, que toma la débil señal proveniente del micrófono y la eleva hasta un nivel adecuado. Esta señal se vuelve a amplificar en la etapa excitadora hasta obtener el nivel suficiente para excitar la etapa correspondiente al amplificador de potencia. Esta última etapa consigue elevar el nivel de la señal suficientemente como para excitar el altavoz de salida.

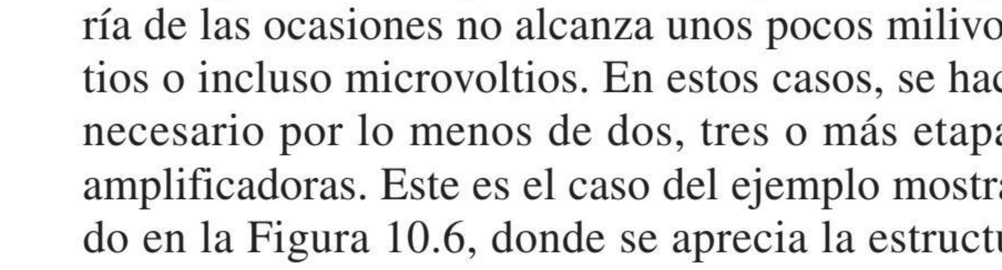


Figura 10.6. Diagrama de bloques de las diferentes etapas amplificadoras de un amplificador de audio.

© Ediciones Paraninfo

Los amplificadores de pequeña señal se utilizan en etapas previas y poseen una ganancia muy grande de tensión. Este tipo de amplificadores posee una respuesta lineal, es decir, debe ser fiel y no distorsionar las señales.

Un amplificador de potencia maneja señales más fuertes y se emplea en las etapas finales. En este amplificador la zona de trabajo es del todo lineal.

- **Por su configuración** (Figura 10.7).

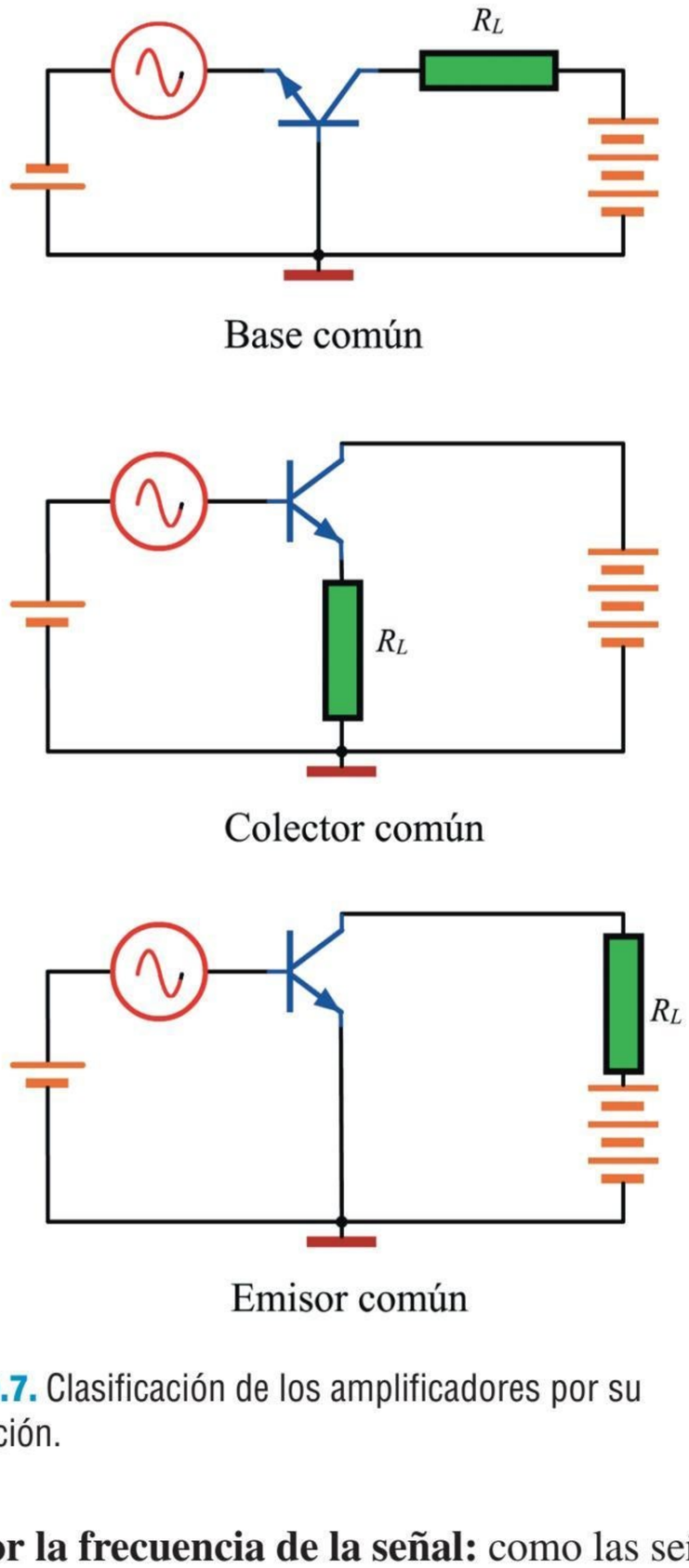


Figura 10.7. Clasificación de los amplificadores por su configuración.

- **Por la frecuencia de la señal:** como las señales que se quieren amplificar son alternativas, es necesario diseñar los circuitos amplificadores, teniendo en cuenta el valor de la frecuencia de estas.

  Los amplificadores de corriente continua trabajan con señales no alternativas y, por tanto, poseen una frecuencia cero.

  Los de audiofrecuencia o de baja frecuencia trabajan con frecuencias audibles en un margen de 20 Hz a 20 kHz.

Los amplificadores de videofrecuencia se utilizan para señales en un margen de frecuencias de entre 20 Hz y 15 MHz.

Los amplificadores de radiofrecuencia o de alta frecuencia se utilizan en sistemas de transmisión de señales de radio y manejan frecuencias del orden de 200 kHz a 300 MHz.

Los de VHF y UHF trabajan en frecuencias de cientos o miles de MHz y se utilizan para la transmisión de señales de audio y televisión.

10.2. Amplificadores de pequeña señal con transistores

Una vez que ya conocemos las distintas polarizaciones y características de un amplificador, vamos a estudiar, con detenimiento, los procesos que se dan en los amplificadores de pequeña señal en sus tres configuraciones posibles.

Por otro lado, gracias al acoplamiento entre diferentes etapas amplificadoras podemos conseguir las características deseadas del amplificador a diseñar.

10.2.1. Amplificador de emisor común

Este tipo de amplificador es muy empleado en etapas previas en los amplificadores de audio, ya que proporciona una respuesta lineal.

En la Figura 10.8 se muestra un amplificador de emisor común.

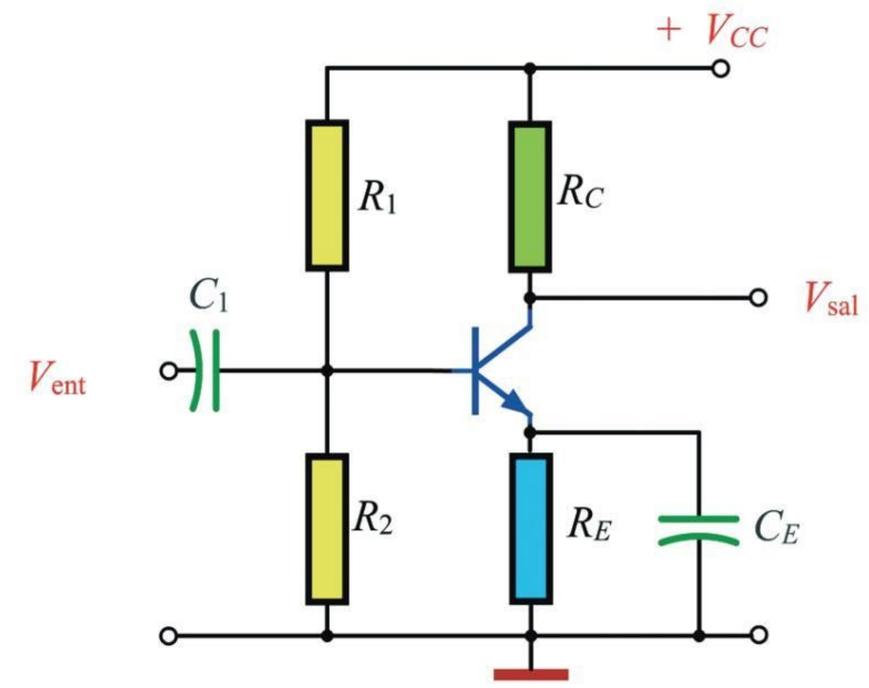


Figura 10.8. Amplificador de emisor común.

Este circuito es similar al que ya estudiamos en los circuitos de polarización de la Unidad 9, con la única diferencia de que aquí aparece un condensador C_E conectado en paralelo con la resistencia de emisor R_E. A este se lo conoce por el nombre de condensador de paso.

© Ediciones Paraninfo

La señal de entrada se introduce al amplificador a través del condensador de acoplamiento C_1 y la señal de salida aparece amplificada entre los terminales del colector y masa.

La tensión V_{CC} de la fuente de alimentación y las resistencias R_1, R_2 y R_E consiguen fijar y estabilizar el punto de trabajo del transistor, sin intervenir en la amplificación de la señal inyectada a la entrada.

El transistor debe estar polarizado adecuadamente con un punto Q de funcionamiento próximo a la mitad de la recta de carga. De esta forma, conseguimos que el amplificador opere de una forma lineal o de alta fidelidad (sin distorsión en la salida).

Para que el transistor trabaje dentro de la zona lineal, las fluctuaciones de la señal deben abarcar una pequeña parte de la recta de carga. En el caso de que esta señal fuese demasiado grande, el transistor entraría en las zonas de corte y saturación y la señal de salida aparecería distorsionada.

Así, por ejemplo, si un amplificador de audio distorsiona la señal, en el altavoz aparece un sonido no deseado, que ya no se corresponde con el sonido original.

La señal que aparece en la salida de este amplificador queda desfasada 180º respecto a la señal de entrada; es decir, cuando la señal de entrada crece en sentido positivo, la señal de salida lo hace en sentido negativo. A este fenómeno se lo conoce por **inversión de fase.**

A continuación, vamos a ocuparnos de la misión de los condensadores de acoplamiento y de paso, así como a determinar las ganancias de tensión, resistencias de entrada y salida mediante circuitos equivalentes.

Condensador de acoplamiento

Al estudiar las polarizaciones del transistor ya indicamos cómo este condensador permite el paso de la señal de C.A. proveniente del generador de señales y bloquea la componente continua que pudiese contener esta.

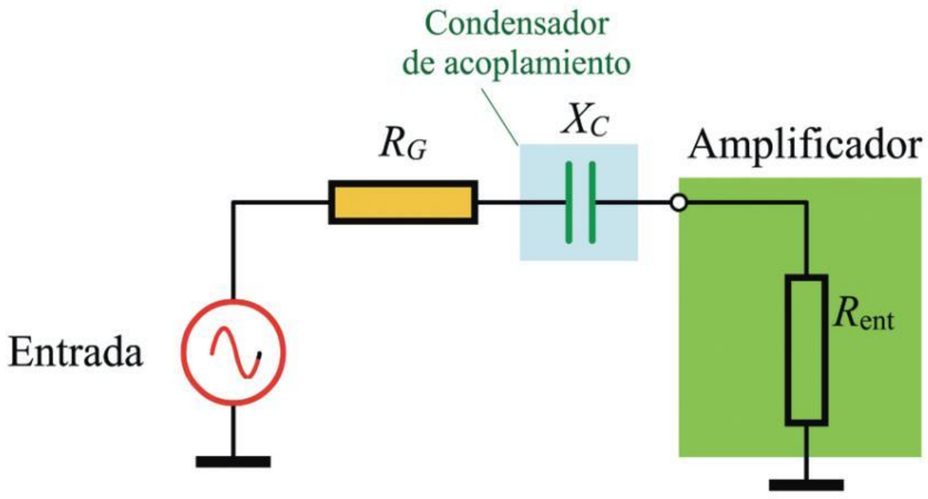


Figura 10.9. Circuito equivalente con condensador de acoplamiento.

Así, por ejemplo, si realizamos un circuito equivalente, como el que se muestra en la Figura 10.9, donde únicamente aparezca la impedancia del generador de señales, el condensador de acoplamiento y la impedancia de entrada del amplificador, podremos analizar más fácilmente los fenómenos que se producen.

Se ha supuesto que tanto la impedancia del generador como la de entrada del amplificador son resistencias, de ahí que aparezcan con las notaciones R_G y R_{ent}.

Como el circuito está en serie, la resistencia total será: $R = R_G + R_{ent}$. Para calcular la corriente que se establece en este circuito, aplicamos la ley de Ohm para C.A.:

$$I = \frac{V}{Z} = \frac{V}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}$$

Como el condensador no debe bloquear el paso de la corriente eléctrica, la reactancia capacitiva X_C deberá ser bastante menor que la resistencia total del circuito R.

Para un buen diseño, X_C debe ser menor o igual que el 10 % de R para la frecuencia más baja de trabajo del amplificador, es decir $X_C \leq 0{,}1\ R$. Cumpliendo esta norma se consigue que la corriente disminuya solo un 1 %.

Actividad resuelta 10.3

Determina la capacidad del condensador de acoplamiento, si el amplificador que se muestra en la Figura 10.10 trabaja dentro de las frecuencias de audio (20 Hz a 20 kHz).

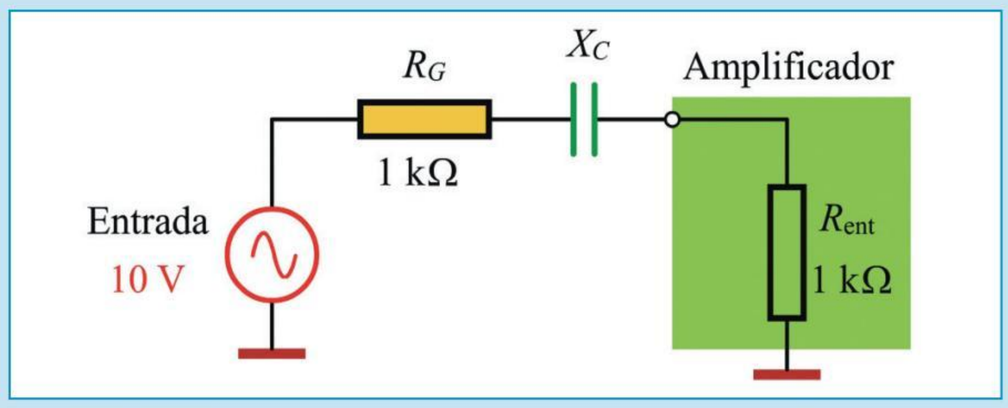


Figura 10.10.

Solución:

La resistencia en serie del circuito es:

$$R = 1.000 + 1.000 = 2.000\ \Omega$$

y para la frecuencia más baja la reactancia del condensador será:

$$X_C \leq 0{,}1\ R\ ,\ X_C = 0{,}1 \cdot 2.000 = 200\ \Omega$$

Determinaremos ahora la capacidad del condensador para una frecuencia de 20 Hz.

$$C = \frac{1}{2\pi f X_C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 200} = 3{,}98 \cdot 10^{-5}\ \text{F} = 39{,}8\ \mu\text{F}$$

Consultando en un catálogo comercial encontraremos que el condensador más aproximado por exceso es el de 47 µF.

© Ediciones Paraninfo

Actividad propuesta 10.1

Determina el valor de la corriente por el circuito con el condensador de 47 µF y sin él. ¿Se cumple la relación mínima del 1 % indicada en la exposición teórica?

Resultado: 4,98 mA con *C* y 5 mA sin *C*; sí, se cumple.

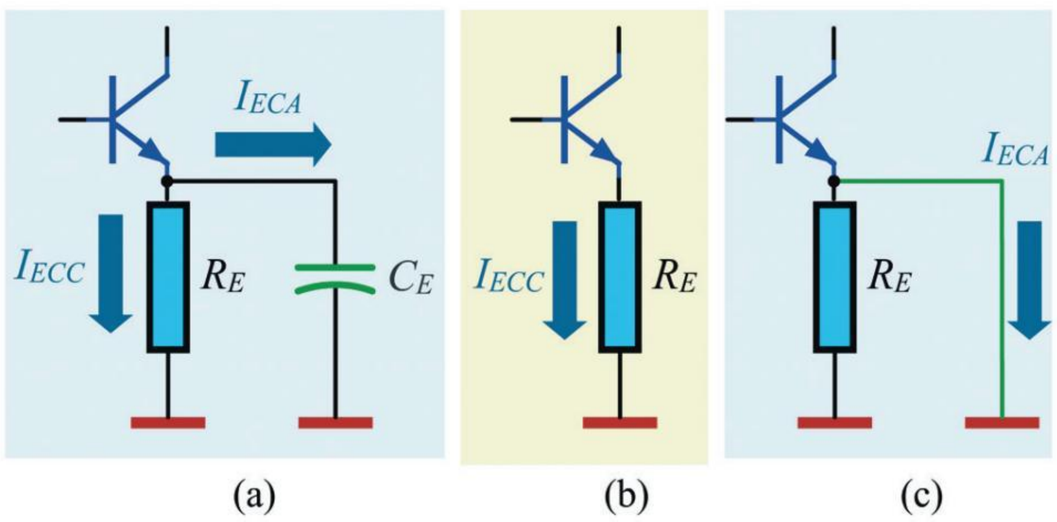
Condensador de paso

El condensador de paso C_E se conecta en paralelo con la resistencia de emisor R_E, de tal forma que esta quede prácticamente cortocircuitada para la señal de C.A. Sin embargo, la componente continua fluye por R_E como si no hubiese condensador.

En la Figura 10.11(a), se muestra cómo el condensador hace que la componente alterna de la corriente de emisor se derive directamente a masa, mientras que la continua atraviesa a la resistencia R_E.

En la Figura 10.11(b) se ha hecho un circuito equivalente para la C.C. El condensador actúa para la C.C. como un interruptor abierto.

En el circuito equivalente para la C.A. de la Figura 10.11(c), el condensador cortocircuita R_E y pone el emisor directamente a masa. Por esta razón, cuando a un amplificador de emisor común se le conecta un condensador de paso entre el emisor y masa, se lo conoce como **amplificador con emisor a masa.** Como ya veremos más adelante, este condensador mejora notablemente la ganancia del amplificador.



(a) (b) (c)

Figura 10.11. (a) Condensador de paso. (b) Circuito equivalente de C.C. (c) Circuito equivalente de C.A.

Recuerda que la función primordial que posee el condensador de paso C_E es la de aumentar la ganancia del amplificador.

El uso de condensadores de paso resulta ventajoso para aquellos casos en que la frecuencia no es muy baja. Hay que tener en cuenta que cuanto más baja es la frecuencia mayor es la reactancia del condensador, aspecto que no interesa, ya que se recomienda que para que este sea efectivo $X_C \leq 0{,}1\ R_E$.

Impedancia de entrada y salida

Resulta muy interesante conocer la impedancia de entrada y salida de un amplificador, sobre todo en los casos en que se desea acoplar diferentes etapas en serie.

En un amplificador de emisor común este valor viene a ser del orden de 50 kΩ.

Por otro lado, la impedancia de salida de C.A. es del orden de 1 kΩ, dependiendo fundamentalmente de la resistencia de colector R_C.

Por último, haremos un resumen de los aspectos de más interés del amplificador de emisor común:

a) En este amplificador el emisor del transistor es común a la señal de entrada y a la de salida.

b) La señal alterna de entrada hace que varíen la corriente de base y colector y la tensión de salida.

c) La tensión de salida aparece amplificada según la ganancia ($V_{sal} = -A_v \cdot V_{ent}$) y con una inversión de fase de 180º.

d) El punto estático de funcionamiento del amplificador debe estar en el centro de la recta de carga y la variación pico a pico de la corriente de colector deberá ser menor del 10 % del valor estático. Así, se elimina la posibilidad de distorsión.

e) La ganancia de tensión depende de los valores de la resistencia de colector y de emisor.

f) El condensador de paso del emisor aumenta la ganancia de tensión.

10.2.2. Amplificador de colector común (CC)

Este circuito amplificador, del cual se muestra el esquema en la Figura 10.12, también se conoce por el nombre de **seguidor de emisor.**

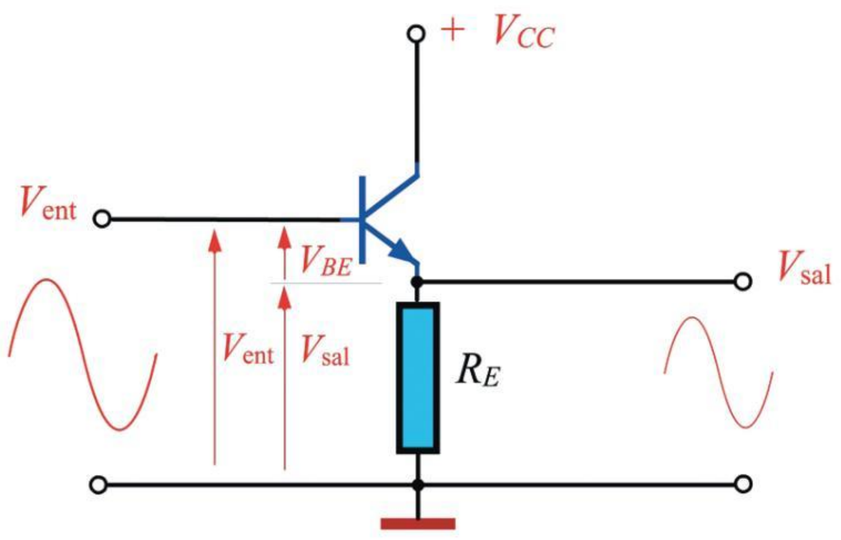


Figura 10.12. Amplificador de colector común.

© Ediciones Paraninfo

Estos amplificadores poseen una impedancia de entrada muy elevada, del orden de cientos de miles de ohmios. Esta característica hace que el amplificador de colector común sea ideal en los casos en que el generador de señales posea una impedancia característica muy elevada. De esta forma, se consigue que la señal de C.A. no se pierda en la impedancia alta de dicho generador. Después de este amplificador, puede seguir una etapa amplificadora con emisor común, que posee una mayor ganancia de tensión.

Veamos cómo opera este amplificador.

Según se puede apreciar en la Figura 10.12, la tensión de entrada se aplica directamente a la base del transistor y la tensión de salida aparece en el emisor. Esta tensión es siempre algo inferior a la de entrada, tal como se deduce de la siguiente relación:

$$V_{sal} = V_{ent} - V_{BE}$$

Así, por ejemplo, si V_{ent} = 10 V, como V_{BE} en un transistor de silicio es 0,7 V:

$$V_{sal} = 10 - 0{,}7 = 9{,}3 \text{ V}$$

De aquí se deduce que la ganancia de tensión en este amplificador siempre será menor que la unidad.

La tensión de salida sigue las mismas variaciones que la de entrada, por lo que se puede afirmar que no existe desfase entre las mismas.

Este amplificador apenas provoca distorsión en la salida. Por lo que, si se aplica una tensión senoidal a la entrada, se puede comprobar cómo aparece en la salida una tensión de tipo senoidal sin distorsión.

Utilidad del amplificador de colector común

La impedancia de entrada de este amplificador es extremadamente elevada, mientras que la impedancia de salida del mismo es muy baja, del orden de unas decenas de ohmios. Por esta razón, este amplificador posee un gran campo de aplicación como adaptador de impedancias; a veces también se lo conoce por el nombre de **amplificador de aislamiento.**

Este amplificador es ideal en aquellas aplicaciones en las que el generador de señales posee una impedancia característica muy alta, ya que su gran impedancia de entrada representa una carga muy leve para este. En estas circunstancias, la corriente que debe ceder el generador es muy pequeña, con lo que este se ve aislado de la carga que supondría el resto del circuito.

Por último indicar que, al poseer este amplificador una ganancia cercana a la unidad, habrá que utilizarlo en combinación con los amplificadores de emisor común para conseguir los efectos de amplificación deseados, tal como se muestra en el ejemplo de la Figura 10.13.

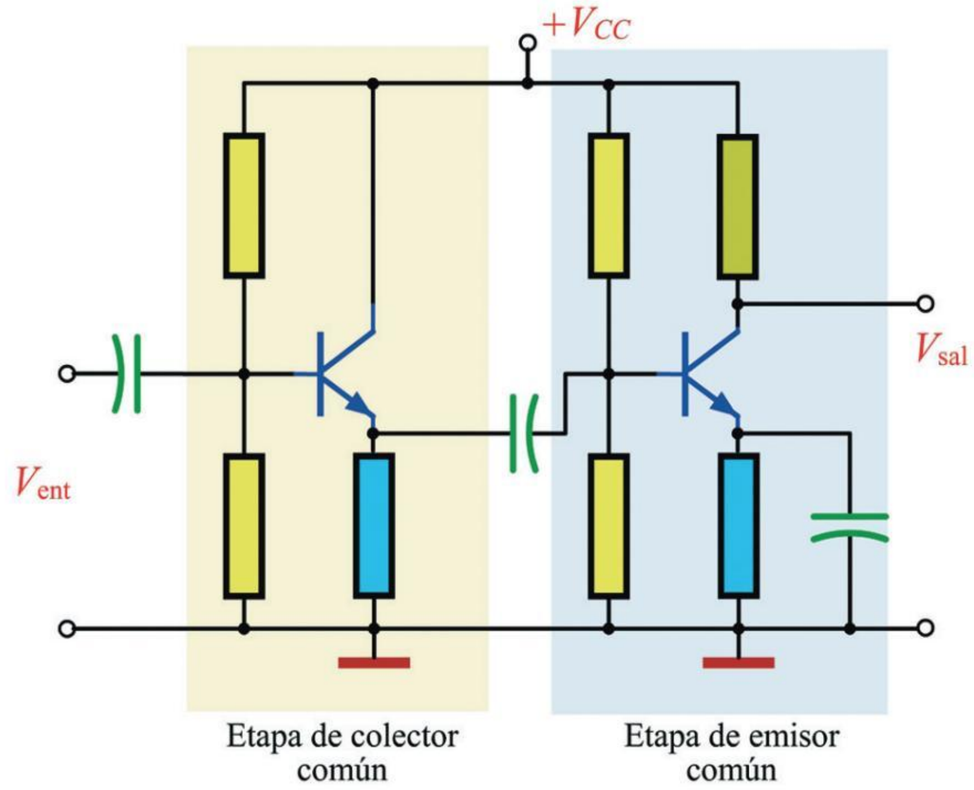


Figura 10.13. Combinación de un amplificador de colector común de gran impedancia de entrada con uno de emisor común de gran ganancia.

10.2.3. Amplificador de base común (BC)

En este amplificador, la base es común a las señales de entrada y salida, tal como se muestra en el circuito de la Figura 10.14. La señal de entrada se aplica al emisor y la señal de salida se obtiene en el colector. Las resistencias R_1 y R_2 forman un divisor de tensión que polariza la base. El condensador C_3 conecta la señal de C.A. de la base a masa.

La impedancia de entrada de un amplificador de base común es muy baja, del orden de decenas de ohmios (aproximadamente se cumple que $Z_{ent} = r_e$). Esto lo hace muy útil para las etapas de amplificación en las que existen generadores de baja impedancia.

Sin embargo, la impedancia de salida es muy elevada.

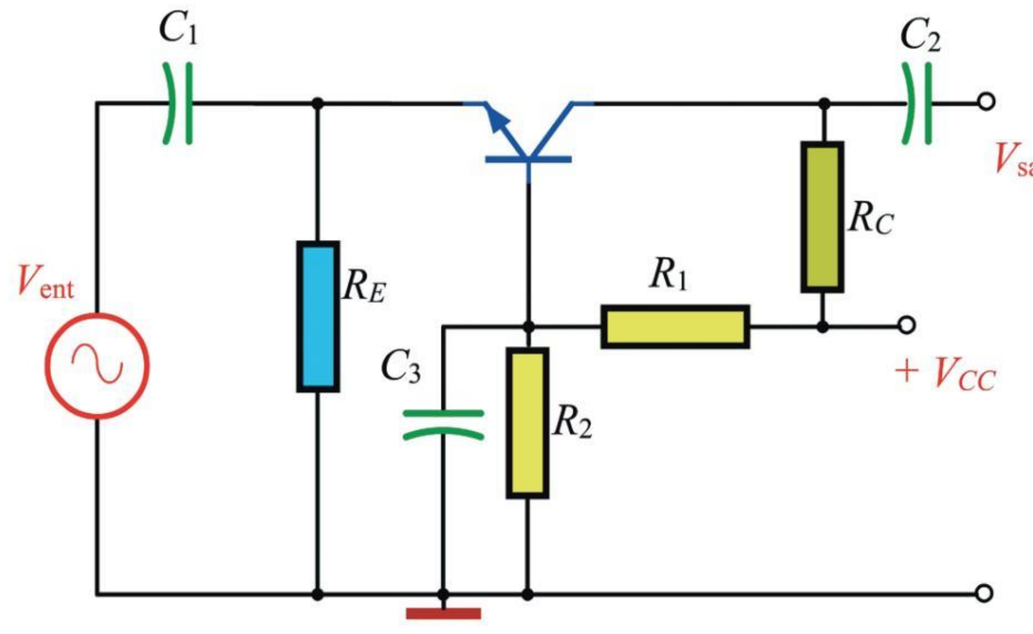


Figura 10.14. Amplificador de base común.

La ganancia de tensión de este amplificador es bastante buena, muy parecida a la del amplificador de emisor común.

© Ediciones Paraninfo

También responde excelentemente a las frecuencias altas, por lo que constituye un buen amplificador de radiofrecuencia (RF). En los sistemas de recepción de RF el generador de señales es la propia antena del receptor. Esta proporciona una señal muy débil y su impedancia característica es baja, de unos 50 Ω, lo que hace que la impedancia de entrada de un amplificador de BC se adapte perfectamente a ella. En la Figura 10.15, se muestra el circuito de un amplificador de radiofrecuencia con base común.

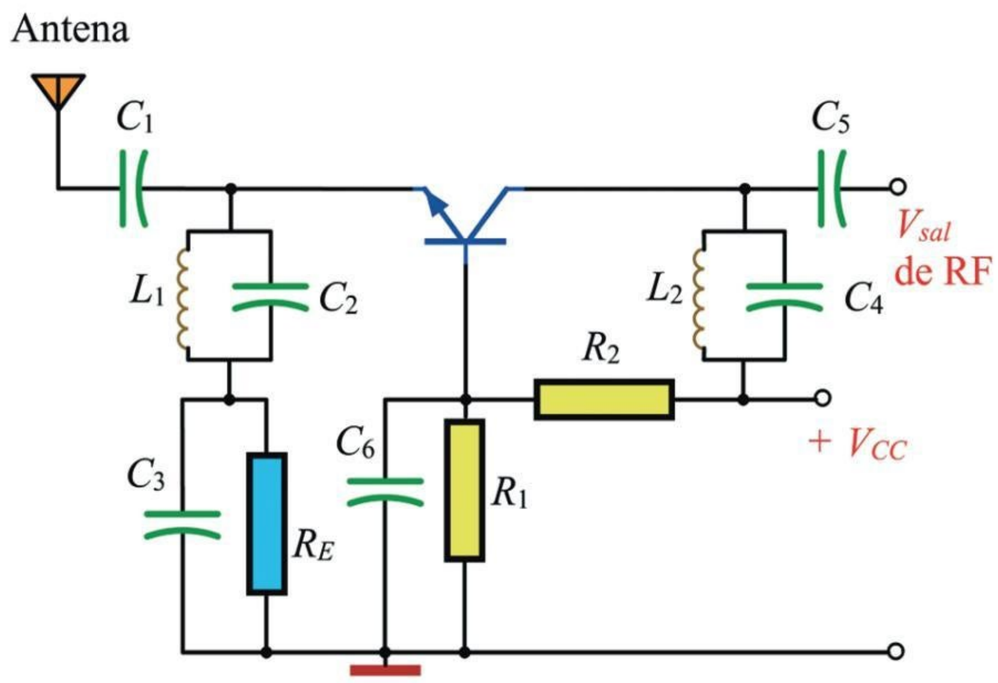


Figura 10.15. Amplificador de radiofrecuencia en configuración base común.

10.2.4. Cuadro resumen de las características de los amplificadores

En la Tabla 10.2 se expone un cuadro comparativo de las diferentes características de los amplificadores en sus distintas configuraciones básicas.

Tabla 10.2. Características de los amplificadores

	Emisor común	Colector común	Base común
A_v	Sí	No	Sí
A_i	Sí	Sí	No
Z_{ent}	Intermedia (≅ 1 kΩ)	Muy grande (≅ 300 kΩ)	Pequeña (≅ 50 Ω)
Z_{sal}	Intermedia (≅ 50 kΩ)	Pequeña (≅ 300 Ω)	Muy grande (≅ 1 MΩ)
Inversión de fase	Sí	No	No
Aplicaciones	Universal	Amplificador de aislamiento	Amplificador de RF

10.3. Acoplamiento de amplificadores

Normalmente la ganancia producida por una sola etapa amplificadora es insuficiente para producir la amplificación deseada. En estos casos se acoplan dos, tres o más etapas en cascada, tal como se indica en el diagrama de bloques de la Figura 10.16.

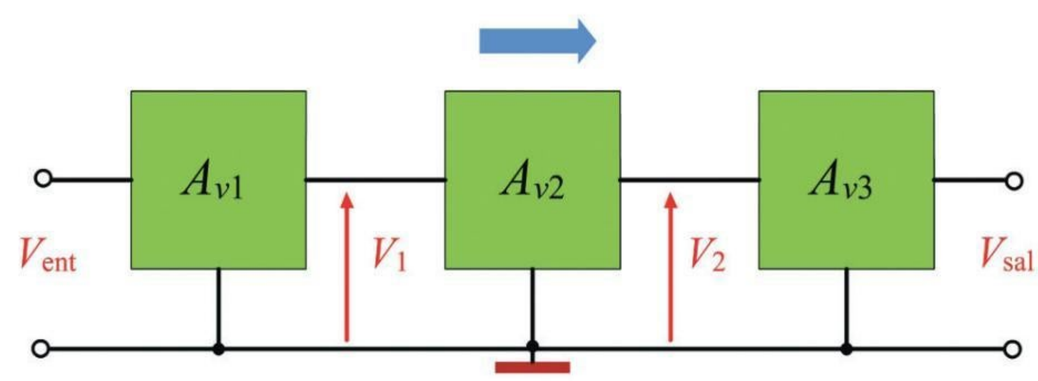


Figura 10.16. Diagrama de bloques del acoplamiento de amplificadores.

La ganancia total que se consigue con este acoplamiento es:

$$A_{vT} = \frac{V_{sal}}{I_{ent}}$$

Teniendo en cuenta que las ganancias que se consiguen en cada una de las etapas se calculan así:

$$A_{v1} = \frac{V_1}{V_{ent}} \quad , \quad A_{v2} = \frac{V_2}{V_1} \quad , \quad A_{v3} = \frac{V_{sal}}{V_2}$$

Operando, llegamos a la conclusión de que:

$$A_{vT} = A_{v1}\, A_{v2}\, A_{v3}$$

El resultado obtenido nos indica que la ganancia de un amplificador con varias etapas en cascada es igual al producto de las ganancias de cada una de ellas.

Actividad resuelta 10.4

Calcula la ganancia de un amplificador compuesto por dos etapas en cascada con una ganancia de 100 cada una de ellas.

Solución:

$$A_{vt} = 100 \cdot 100 = 10.000$$

Para realizar este acoplamiento pueden utilizarse condensadores, transformadores, un acoplamiento directo y otros sistemas que estudiaremos a continuación.

© Ediciones Paraninfo

10.3.1. Acoplamiento con condensador o RC

En la Figura 10.17 se muestra el acoplamiento de dos amplificadores de emisor común mediante el condensador C_2.

Esta forma de acoplamiento es válida cuando las señales de entrada son de corriente alterna. El condensador bloquea las señales de C.C. de un amplificador a otro y permite el paso de la señal de C.A. De esta forma, se consigue que las diferentes etapas queden aisladas en lo que se refiere a la C.C. y, así, se evita el desplazamiento de los puntos *Q* de funcionamiento del transistor de cada etapa.

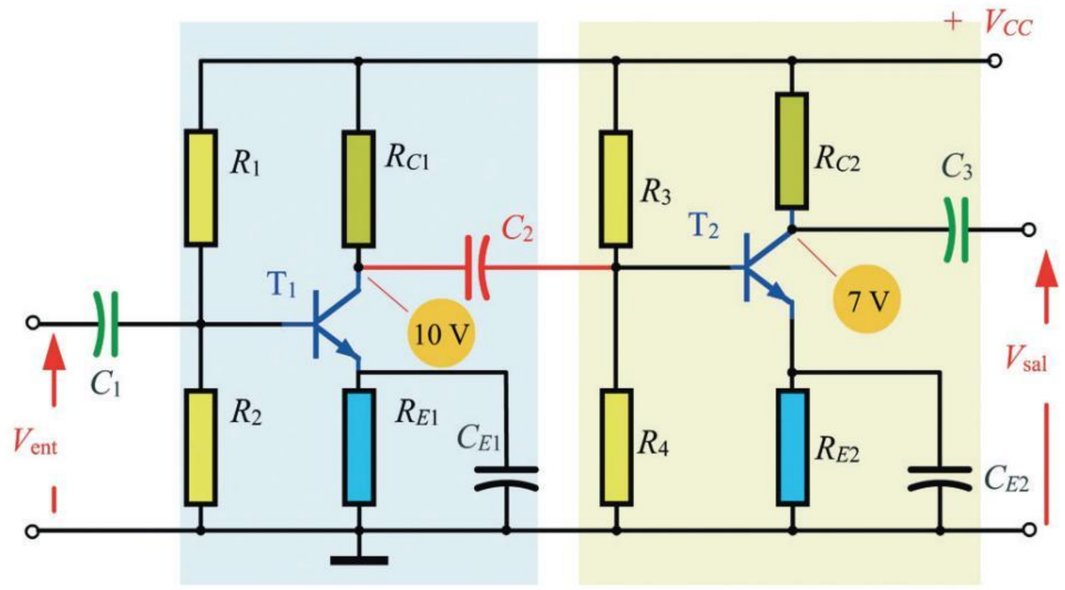


Figura 10.17. Acoplamiento de amplificadores con condensador.

Actividad resuelta 10.5

Analiza el acoplamiento del amplificador de la Figura 10.17.

Solución:

Al medir la tensión estática del colector de T_1, nos da una tensión de 10 V. Sin embargo, la tensión estática de la base de T_2 es algo inferior, unos 7 V. Cada uno de estos transistores posee un punto de funcionamiento independiente gracias al aislamiento que produce el condensador a la C.C.

En el caso de que se cortocircuite el condensador de acoplamiento C_2, la tensión de 10 V quedaría aplicada a la base de T_2, llevando a este transistor a la saturación y la respuesta de este último ya no sería lineal.

El tipo de condensadores que se suelen utilizar para este tipo de acoplamiento son los electrolíticos. Con ellos, se consigue un valor elevado de la capacidad; que resulta un aspecto de gran interés para reducir la reactancia de estos a las bajas frecuencias de las señales de C.A. No obstante, este tipo de acoplamiento deja de ser ventajoso para frecuencias demasiado bajas, por lo que se puede afirmar que su aplicación es aceptable para frecuencias de señal de C.A. superiores a los 10 Hz.

10.3.2. Acoplamiento directo

En la Figura 10.18 se muestra un acoplamiento directo de dos etapas amplificadoras. Este tipo de acoplamiento se utiliza cuando la frecuencia de la señal es inferior a 10 Hz. Para estas frecuencias tan bajas, los condensadores tendrían que poseer una capacidad elevada; lo que es inviable en la mayoría de los casos.

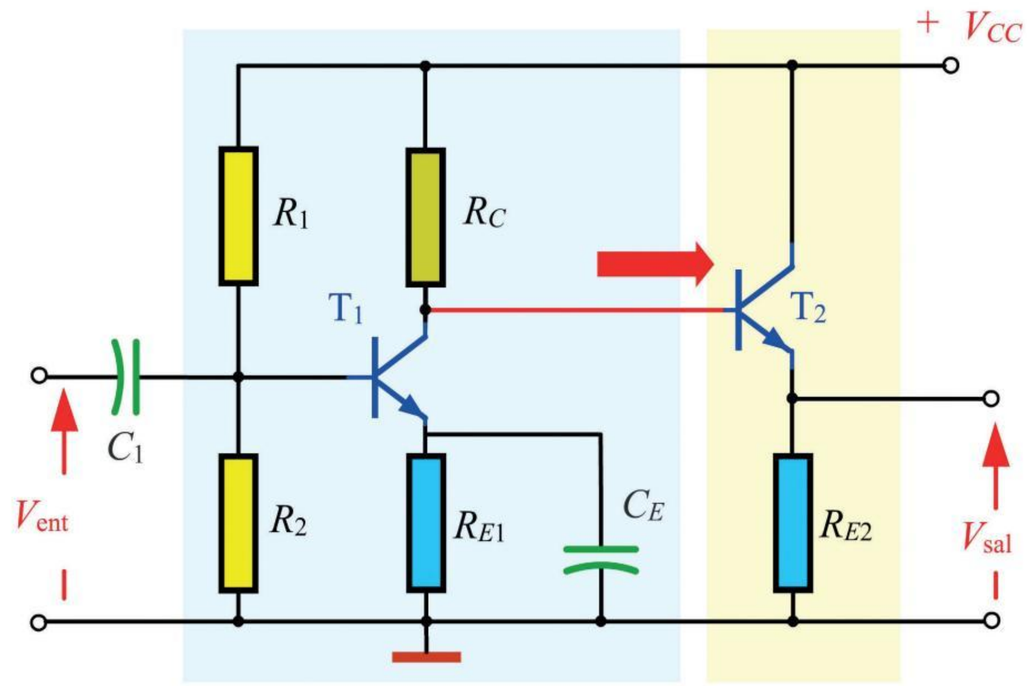


Figura 10.18. Acoplamiento directo de amplificadores.

El acoplamiento directo también se aplica para trabajar con señales de C.C., como es el caso de los instrumentos de medida y los osciloscopios, que en algunos casos operan con este tipo de corriente.

Estos amplificadores han de diseñarse de forma que las conexiones directas no desvíen los puntos de trabajo de cada transistor. Así, por ejemplo, en el amplificador de la Figura 10.18 hay que tener en cuenta que la tensión de emisor de T_1 es la misma que la base de T_2. Todas las etapas necesitan puntos de funcionamiento con tensiones comunes, lo que complica el diseño en los casos en que hay que acoplar muchas etapas.

Con este acoplamiento se aumenta la sensibilidad a los cambios de temperatura. Por ejemplo, si aumenta la temperatura en la primera etapa, la corriente de fuga se eleva, aumentando también β; esto hace desplazar el punto de funcionamiento del transistor de la siguiente etapa, haciendo al sistema muy inestable.

Otro inconveniente es que se amplifican las variaciones de tensión que se producen en la alimentación.

Tanto en el acoplamiento RC como en el directo, la relación de fase entre la entrada y la salida dependerá del número de etapas y del desfase que produzca cada una de ellas sobre la señal de entrada. Así, por ejemplo, en el caso de que todas las etapas estén en configuración EC, la salida estará en fase con la entrada para un número par de etapas, produciéndose un desfase de 180º, si es impar.

10.3.3. Amplificador Darlington

En la Figura 10.19, se muestra un procedimiento ampliamente utilizado para acoplar directamente dos transistores

© Ediciones Paraninfo

en configuración colector común. A este circuito se lo conoce como conexión Darlington. La ganancia de tensión que se obtiene del conjunto es aproximadamente la unidad. Sin embargo, se consigue una gran ganancia de corriente, ya que esta es aproximadamente igual al producto de las ganancias de cada uno de los transistores.

$$A_{i\,(\text{Darlington})} = \beta_1\,\beta_2$$

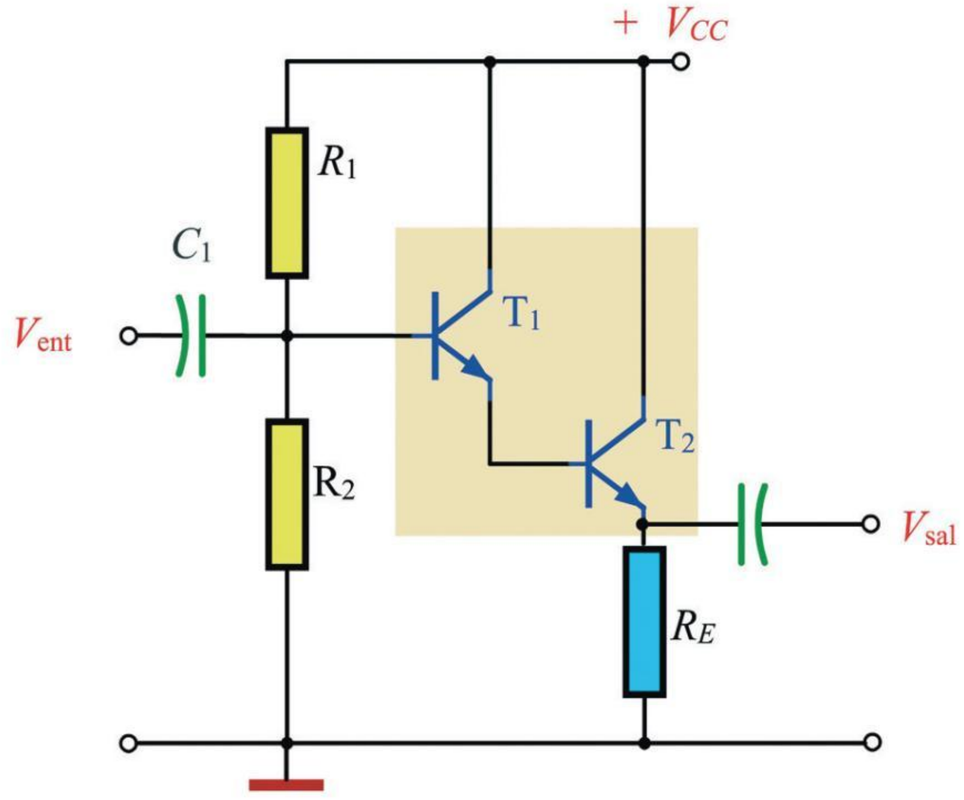


Figura 10.19. Amplificador Darlington.

Actividad resuelta 10.6

Calcula la ganancia conseguida por un par Darlington, si cada uno de los transistores posee una ganancia de 150.

Solución:

$$A_i = 150 \cdot 150 = 22.500$$

La gran ventaja de este circuito es que posee una impedancia de entrada muy grande y una impedancia de salida pequeña. Este hecho, unido a la gran ganancia de corriente, hace que este circuito sea de gran interés en aquellas aplicaciones en donde sea necesario aislar las fuentes de señal con impedancia elevada de las cargas con pequeña impedancia.

Las parejas de transistores que forman el circuito Darlington se suelen fabricar en una sola cápsula con solo tres terminales, tal como se muestra en la Figura 10.20.

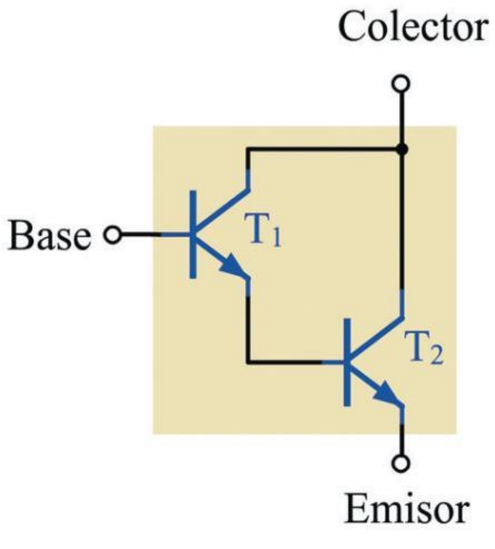


Figura 10.20. Transistor Darlington.

10.4. Amplificadores de potencia

Los amplificadores de potencia se necesitan en aquellos circuitos donde sea necesario entregar una gran cantidad de energía a la salida, como puede ser un altavoz, un relé, un tubo de rayos catódicos, etcétera.

10.4.1. Diagrama de bloques de un amplificador de audio

En la Figura 10.21 se representan en un diagrama de bloques simplificado las diferentes etapas amplificadoras de que se compone un equipo básico de audio.

Figura 10.21. Diagrama de bloques de un amplificador de audio.

El micrófono proporciona una pequeña señal de C.A. proporcional a las modulaciones de la presión sonora a él aplicada. Como esta señal es muy pequeña, se eleva posteriormente mediante dos etapas amplificadoras de pequeña señal y, por último, para poder excitar el altavoz, se aumenta la potencia de la misma mediante una etapa final amplificadora de potencia.

Las primeras etapas previas de amplificación poseen la función de elevar todo lo posible la pequeña tensión aplicada a ellas, por lo que han de tener una ganancia de tensión elevada. Sin embargo, en las etapas finales se trata de elevar la potencia de señal para que se pueda mover la membrana del altavoz. Para conseguirlo, se emplean los amplificadores de potencia.

En definitiva, un amplificador de potencia también es un amplificador de tensión, con la diferencia de que, debido a que la resistencia de la carga en las últimas etapas es bastante baja (como por ejemplo un altavoz de 4 Ω), las corrientes de colector han de ser más elevadas.

Los transistores utilizados para este tipo de amplificadores poseen una potencia nominal superior a los empleados en amplificadores de pequeña señal (para los primeros $P_N > 1/2$ W, para los segundos $P_N < 1/2$ W).

10.4.2. Rendimiento de un amplificador

Como ya sabemos, el objeto de un amplificador es ceder una potencia a la señal de salida a costa de la potencia de corriente continua entregada por la fuente de alimentación de C.C. (Figura 10.22).

© Ediciones Paraninfo

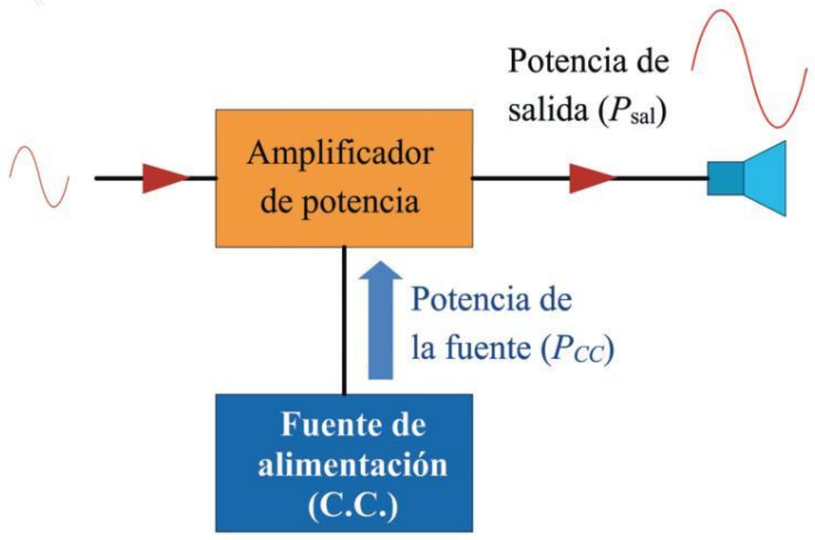


Figura 10.22. La fuente de alimentación proporciona energía para el amplificador de potencia.

En un amplificador de potencia es muy importante que la potencia que entrega la fuente sea aprovechada al máximo para conseguir la mayor potencia de señal de salida. Es decir, que el rendimiento de un amplificador se determina mediante la siguiente relación:

$$\eta\ \% = \frac{P_{sal}}{P_{cc}}\ 100$$

$\eta\ \%$ = Rendimiento en tantos por ciento.
P_{sal} = Potencia de la señal de salida.
P_{cc} = Potencia de C.C. cedida por la fuente.

Actividad resuelta 10.7

Determina el rendimiento del amplificador que aparece en la Figura 10.22, si para que proporcione al altavoz una potencia de 10 W, se necesita suministrar una potencia de 20 W por la fuente de alimentación.

Solución:

$$\eta\ \% = \frac{10\ \text{W}}{20\ \text{W}} \cdot 100 = 50\ \%$$

El rendimiento de un amplificador de potencia es mucho más importante que uno de pequeña señal.

Actividad resuelta 10.8

¿Qué potencia deberá entregar la fuente de alimentación de un amplificador de audio, si este proporciona una potencia de salida de 200 W?

Solución:

$$P_{cc} = \frac{P_{sal}}{\eta\ \%}\ 100 = \frac{200}{10} \cdot 100 = 2.000\ \text{W}$$

Para esta potencia tan grande, es necesario una fuente de alimentación muy voluminosa y cara; aparte del gran inconveniente de los calentamientos producidos, ya que de los 2.000 W entregados por la fuente, 1.800 W se convierten en calor.

10.4.3. Amplificador de potencia *push-pull*

Una forma de aumentar el rendimiento de un amplificador es conseguir que el transistor tenga su punto de trabajo en la zona de corte, así se logra que este no conduzca hasta que no aparezca señal en la entrada. A esta forma de hacer trabajar a un amplificador se la conoce como clase B (Figura 10.23).

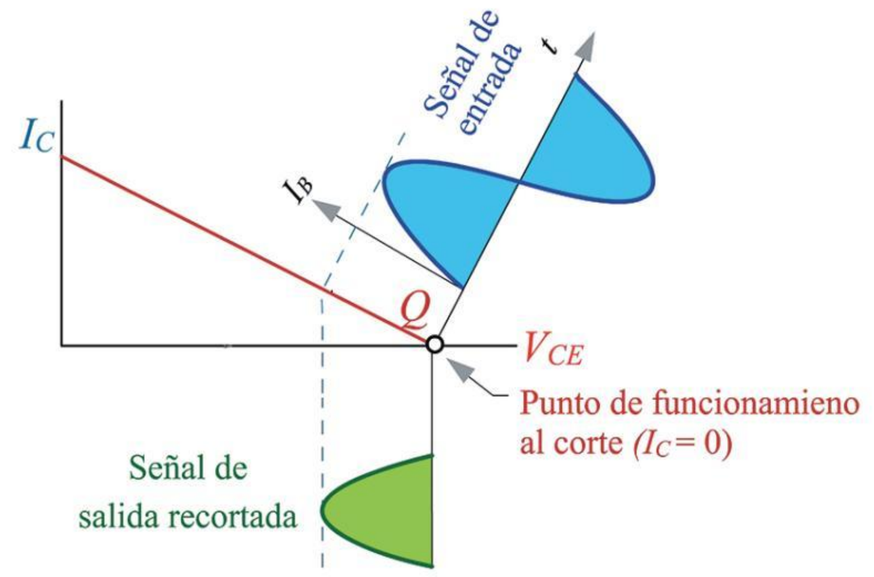


Figura 10.23. Punto de funcionamiento de un amplificador de clase B.

Para conseguir este punto de operación, la polarización de la unión base-emisor debe ser nula. En consecuencia, el transistor no comenzará a conducir hasta que la señal de entrada proporcione la polarización adecuada. Con esta forma de trabajo se consigue eliminar el consumo constante de potencia suministrado por la fuente de alimentación, por lo que el rendimiento aumenta considerablemente. Sin embargo, se presenta un inconveniente: la tensión que aparece en la salida es únicamente la correspondiente a los semiciclos positivos de la señal de entrada y, en consecuencia, la distorsión que se produce es muy grande.

La forma de evitar el problema de la distorsión es utilizar dos transistores en contrafase o en conexión *push-pull*.

En la Figura 10.24 se muestra un amplificador de potencia *push-pull* trabajando en clase B.

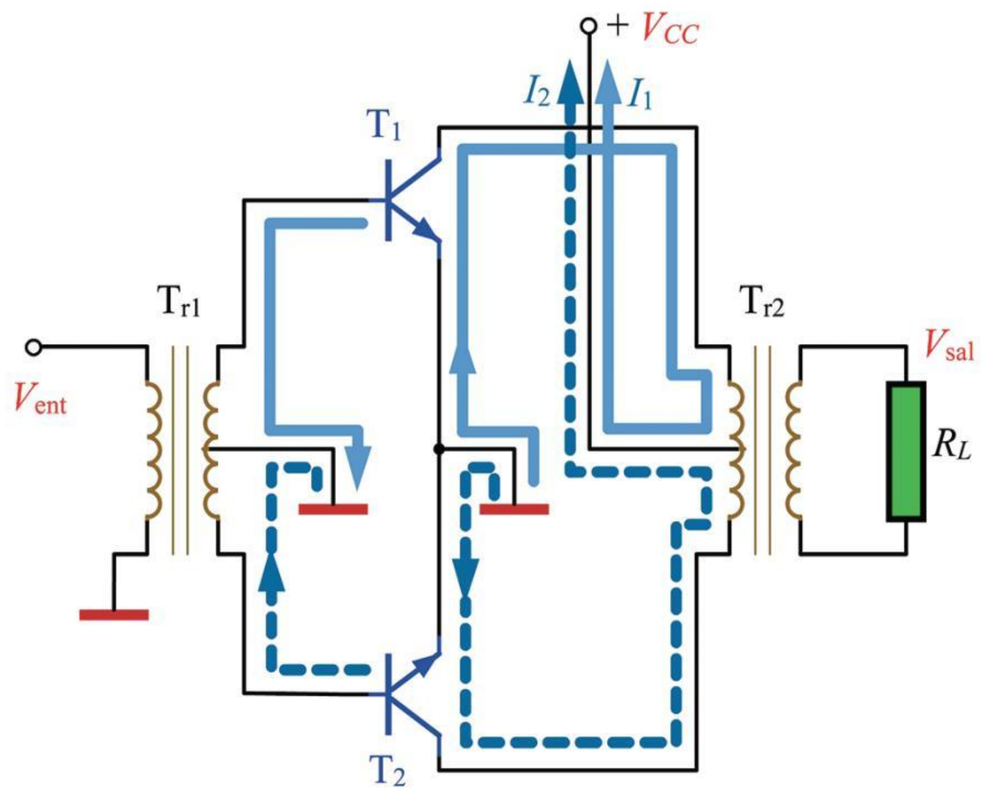


Figura 10.24. Amplificador *push-pull* de clase B.

© Ediciones Paraninfo

Uno de los transistores amplifica la mitad positiva de la señal de entrada y el otro la negativa. Los transistores utilizados para este circuito son dos NPN, siendo necesario también el uso de dos transformadores, el T_{r1} (transformador de entrada) y el T_{r2} (transformador de salida). Este circuito funciona así: mientras no exista señal de entrada, los transistores T_1 y T_2 permanecen en corte y no fluye corriente alguna por ellos. Cuando se aplica una señal senoidal a la entrada, la parte positiva de esta polariza adecuadamente, a través del secundario del transformador de entrada, al transistor T_1, el cual hace circular una corriente I_1 a través del primario del transformador de salida. En el secundario de este transformador aparece entonces el semiciclo positivo de la señal de salida. Mientras tanto, el transistor T_2 permanece en corte.

En el siguiente semiciclo, cuando se invierte la señal alterna aplicada a la entrada, en el secundario de T_{r1} aparece el semiciclo negativo, que hace que el transistor T_1 entre en corte y el T_2 se polarice correctamente, proporcionando una corriente I_2 al transformador de salida que, a su vez, produce la aparición del semiciclo negativo amplificado en la salida. En conclusión, este circuito amplifica la señal de entrada completa.

Existen otros circuitos *push-pull* que evitan el uso de transformadores. En la Figura 10.25 se muestra un ejemplo de uno de ellos.

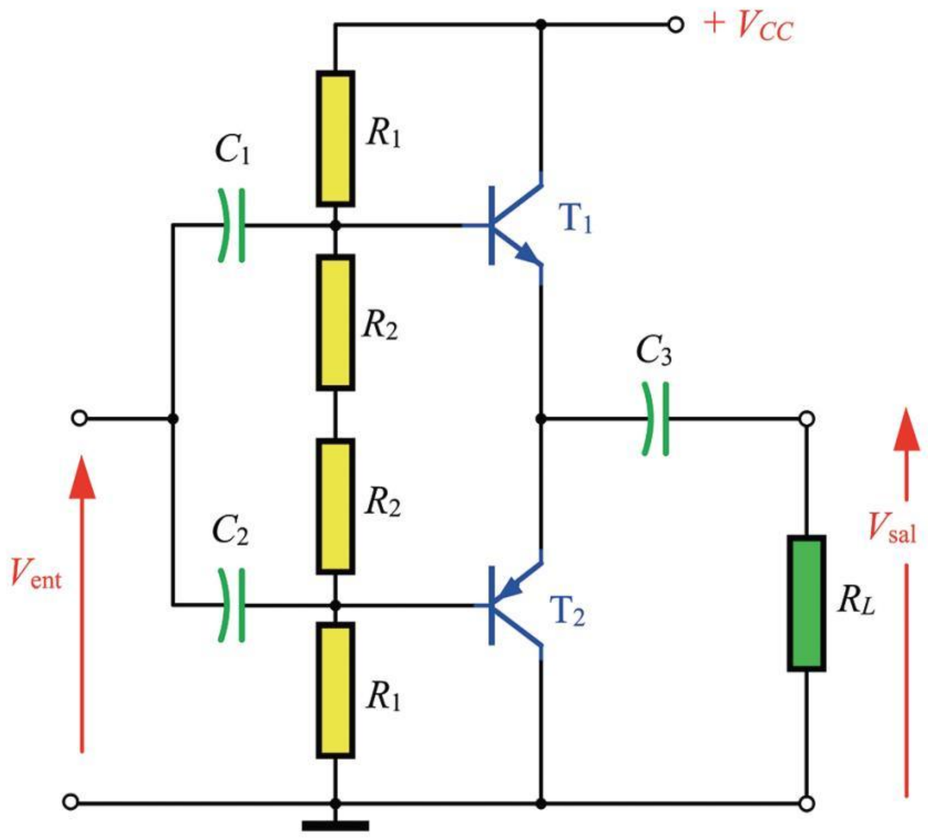


Figura 10.25. Amplificador *push-pull* sin transformadores.

En este caso se han conectado en contrafase un transistor NPN y un PNP. Las resistencias de polarización se calculan de tal forma que los transistores consigan su punto de funcionamiento estático en el punto de corte de la recta de carga. Además, existe una simetría en el circuito de polarización que hace que la caída de tensión en cada uno de los transistores sea la mitad de la tensión de alimentación. Los condensadores C_1 y C_2 desacoplan la componente continua de la señal de entrada y el C_3 aísla la señal de salida de la tensión continua de la fuente de alimentación.

Debido a que los dos transistores trabajan en configuración emisor común, este amplificador presenta una impedancia alta a la entrada y muy baja a la salida, lo que le hace ideal para funcionar en etapas finales de audio, donde los altavoces presentan una impedancia de 4 a 8 ohmios.

10.4.4. Amplificadores integrados de potencia

Hoy en día es posible sustituir por un solo circuito integrado, tanto la etapa final de potencia de un amplificador de audio, como la mayor parte de los componentes que constituyen el conjunto del amplificador. Así, se consiguen simplificar satisfactoriamente los circuitos y obtener unas características de funcionamiento muy aceptables. En el mercado existe una amplia gama de amplificadores integrados que satisfacen ampliamente la mayor parte de las necesidades, cuyas características se pueden consultar en los *data books* que editan los fabricantes.

Un ejemplo de amplificador integrado es el LM384, que proporciona una potencia de salida de 5,5 W y una ganancia de tensión de 50. En la Figura 10.26, se muestra un ejemplo de aplicación de este tipo de amplificador integrado, en el que se puede apreciar la pequeña cantidad de componentes que se necesitan para completar el circuito.

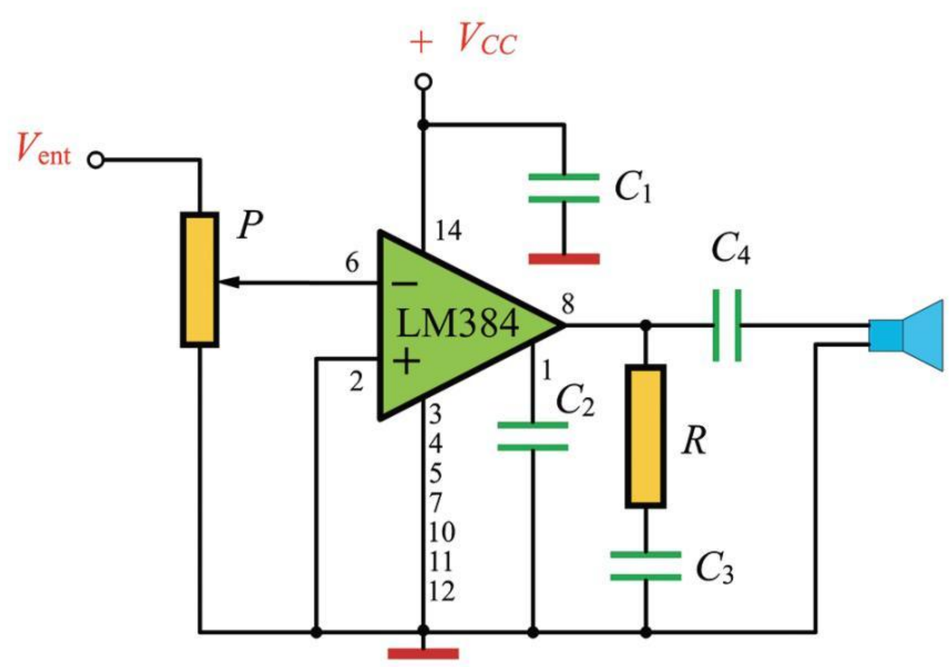


Figura 10.26. Amplificador integrado LM384.

En la Figura 10.27 se muestra el aspecto del circuito integrado LM384 y la disposición de sus terminales.

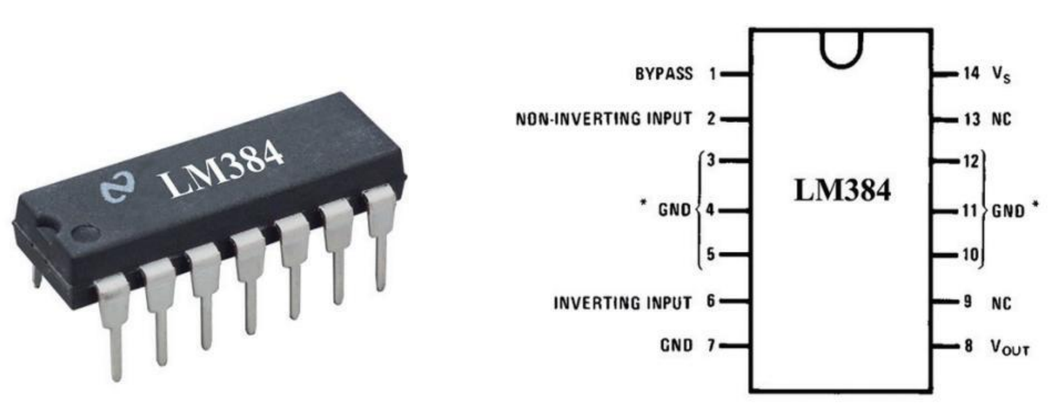


Figura 10.27. LM384.

En el MATERIAL WEB que se ha preparado para este texto, se incluyen las hojas de características del amplificador integrado LM384.

© Ediciones Paraninfo

10.5. Amplificadores con transistores unipolares

Los transistores unipolares o de efecto de campo ofrecen algunas ventajas que los hacen más adecuados en ciertas aplicaciones. Seguidamente se exponen algunos de estos casos:

- La alta impedancia de entrada los hace ideales para aplicaciones en voltímetros electrónicos, osciloscopios y otros instrumentos que requieran una alta impedancia de entrada para evitar consumos al circuito a medir, evitando así errores en el resultado de la medida.
- Poseen una salida de ruido bastante baja, lo que hace que sean muy útiles en circuitos amplificadores previos de pequeña señal.
- Son ideales para trabajar con grandes corrientes, por lo que se utilizan como amplificadores de potencia.

10.5.1. Amplificadores con JFET

Como ocurría con los transistores bipolares, los JFET y los MOSFET se pueden conectar en tres configuraciones diferentes, como son: surtidor común (SC), drenador común (DC) y graduador común (GC). Las dos primeras configuraciones poseen una alta impedancia de entrada, lo que les hace muy recomendables para amplificadores de señales débiles. Sin embargo, el último amplificador (GC) posee muy pocas aplicaciones.

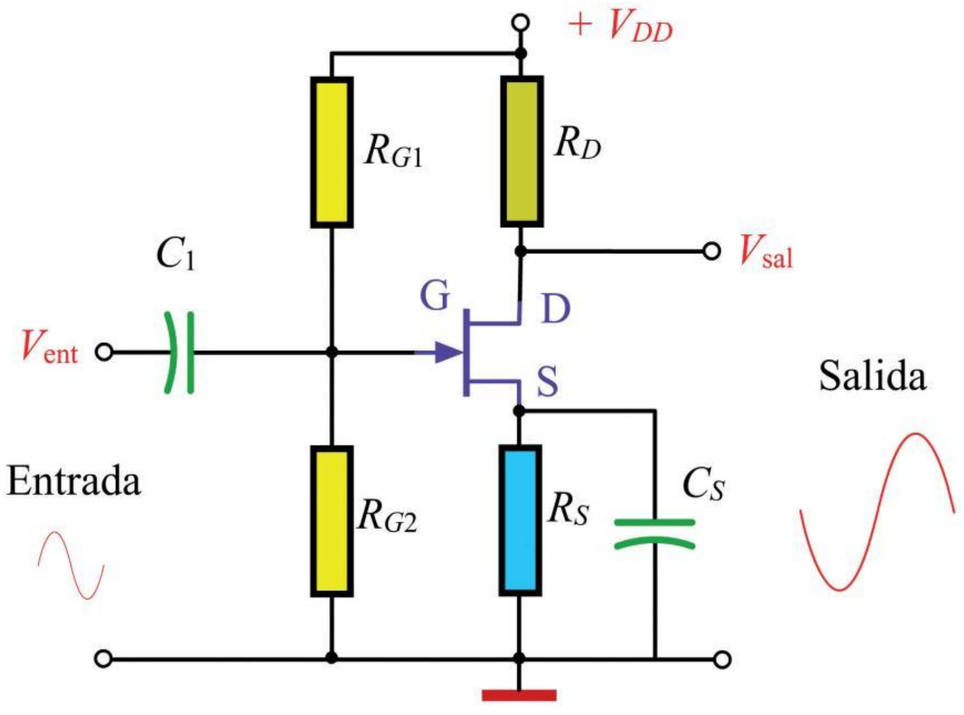


Figura 10.28. Amplificador con JFET en surtidor común

En la Figura 10.28 se muestra un amplificador con JFET de canal N en surtidor común. Este circuito es muy similar al del amplificador de emisor común con transistores bipolares.

10.5.2. Amplificadores con MOSFET

Dado que en los transistores MOSFET el terminal de graduador está aislado del canal y que la corriente del mismo es prácticamente nula, estos semiconductores son ideales en aquellas aplicaciones donde se necesite un consumo de potencia reducido. Si a estas características le añadimos el pequeño espacio que puede llegar a ocupar en la elaboración de un circuito integrado, podremos encontrar con frecuencia C.I. construidos con transistores MOSFET, donde se utiliza la integración a gran escala (un solo chip puede llegar a contener miles de transistores). Típicas aplicaciones de estos componentes son: elaboración de microprocesadores y memorias que posteriormente se utilizan para la fabricación de ordenadores, calculadoras, sistemas de automatización complejos, etcétera.

En la Figura 10.29 se muestra un amplificador con MOSFET de empobrecimiento en surtidor común.

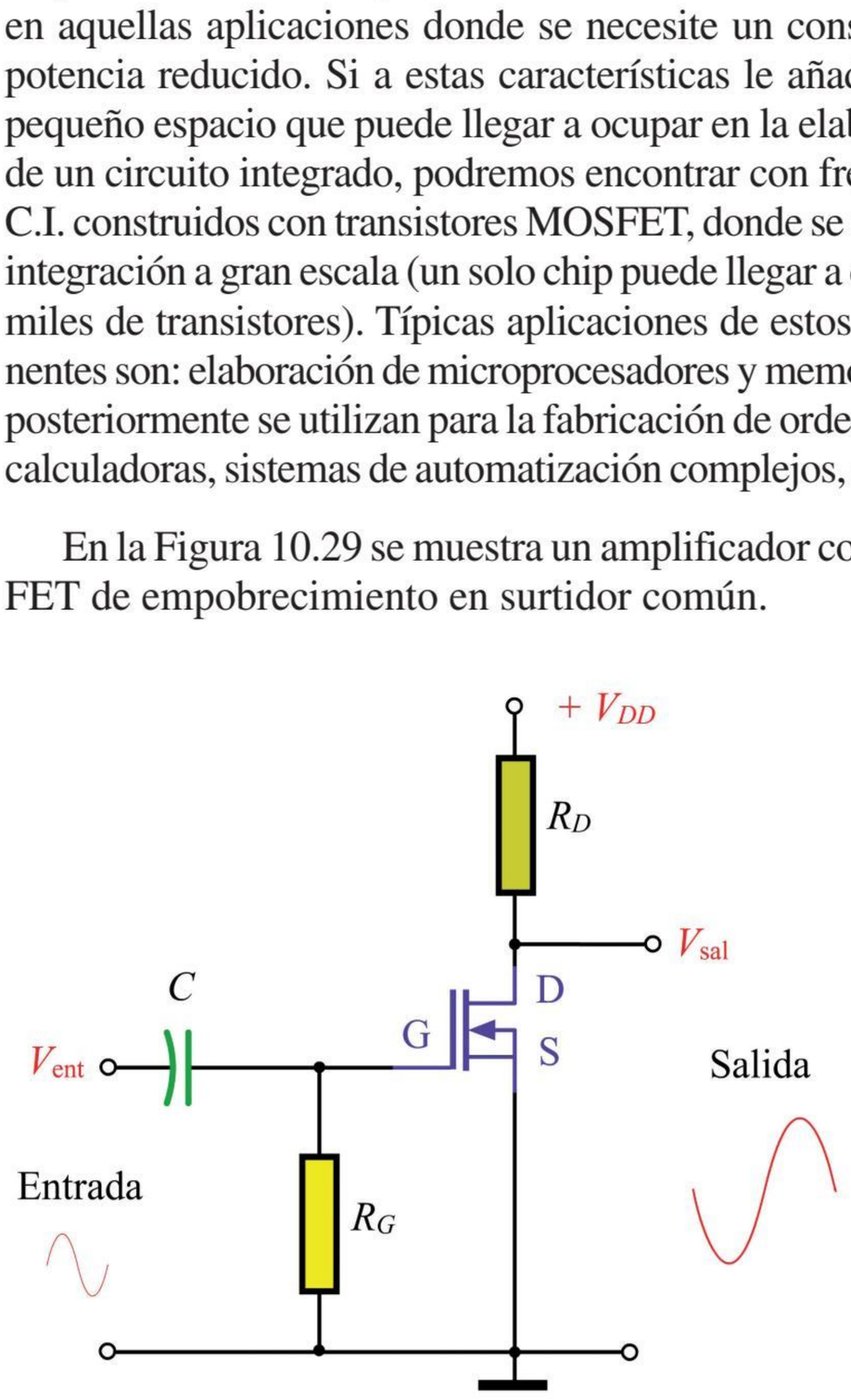


Figura 10.29. Amplificador con MOSFET.

Con el circuito de la Figura 10.29 se consigue un funcionamiento lineal, ya que la polarización es nula. En este caso el terminal de graduador permanece aislado de la fuente de alimentación de C.C., lo que hace que la corriente por este terminal sea prácticamente igual a cero. En estas condiciones, si la señal de entrada es positiva, la corriente por el drenador aumenta; por el contrario, si la señal se convierte en negativa, dicha corriente disminuye.

Actividad propuesta 10.2

Busca en internet circuitos amplificadores con MOSFET y describe sus aplicaciones y características.

A modo de ejemplo, en la Figura 10.30 se muestra el circuito de un amplificador de audio de 25 W con salida MOSFET.

© Ediciones Paraninfo

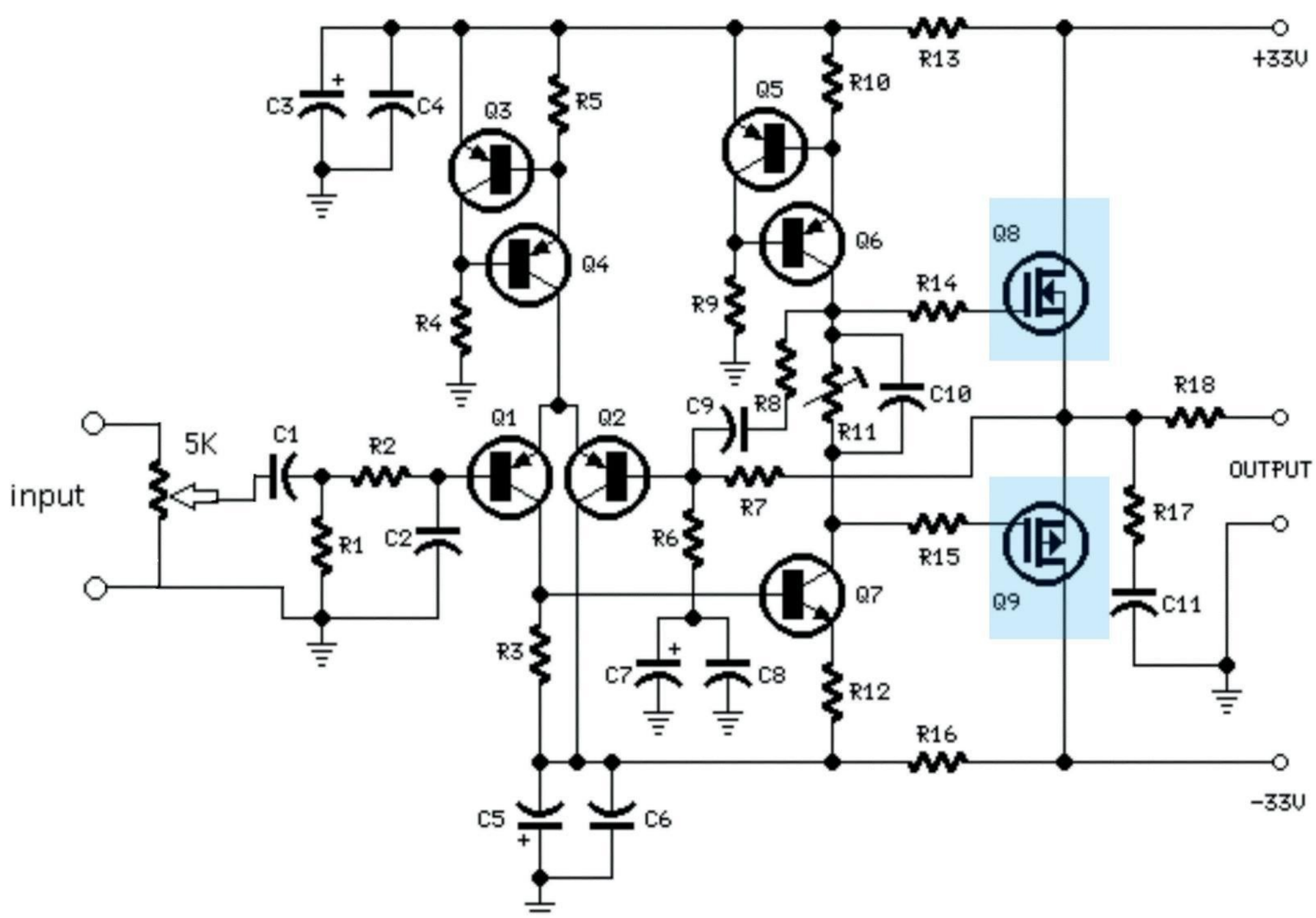


Figura 10.30. Amplificador de audio de 25 W con salida MOSFET.

Este amplificador se le puede inyectar directamente por la entrada la salida procedente de un reproductor de CD, sintonizadores de radio, etc. El potenciómetro de entrada de 5K permite nivelar la señal de entrada para evitar que se sature la etapa previa del amplificador.

¿Cuáles son los transistores MOSFET y de qué tipo son?

¿Son los transistores MOSFET de potencia?

¿En qué configuración trabajan dichos transistores?

10.6. Localización de averías y reparación en un amplificador

Los pasos a seguir para reparar un amplificador son similares para todos los tipos. Lo principal es conocer el funcionamiento básico de los circuitos y la experiencia será la que dicte, en cualquier caso, cuál será el método más adecuado a seguir.

Para localizar una avería hay que seguir siempre los siguientes pasos:

a) Observar los síntomas que provoca el mal funcionamiento.

b) Estudiar las posibles causas de la avería.

c) Reducir las posibilidades.

Junto con la observación de los síntomas, antes de comenzar a estudiar las causas posibles de la avería, conviene comprobar si todos los mandos y conexiones del equipo amplificador están en buen estado. En muchas ocasiones la avería puede estar en un fusible fundido o en una conexión de la alimentación mal hecha; incluso podría ser debida a una mala conexión de los altavoces o de la selección de entrada de señales (micrófono, giradiscos, pletina, etc.). Para realizar estas comprobaciones, es necesario dedicar tan solo unos minutos. Merece la pena esta inversión de tiempo, antes de desmontar el aparato de su caja.

En el caso de que sea necesario desmontar el aparato, conviene seguir unas mínimas medidas de seguridad, como son:

- Desenchufar el equipo de la red.
- Una vez desenchufado, accionar el interruptor de puesta en marcha del equipo durante un pequeño

© Ediciones Paraninfo

tiempo. Así, se descargarán los condensadores electrolíticos y se evitarán descargas molestas.

- Seguir las instrucciones de desmontaje señaladas en los manuales por el fabricante. Así, evitaremos errores que puedan ocasionar nuevas averías.
- Emplear herramientas adecuadas para cada operación.
- Ordenar y guardar las piezas de sujeción y demás componentes del equipo que se desea desmontar.

Una vez desmontado el equipo, conviene realizar una exploración visual del circuito con objeto de detectar alguna anomalía evidente, como puede ser:

- Cables y componentes rotos. Componentes quemados o sin color.
- Objetos extraños que ocasionan cortocircuitos, como tornillos, clips, etcétera.
- Placas de circuito impreso quemadas o agrietadas.
- Terminales de componentes en contacto, por estar doblados.

En caso de no encontrar la causa de la avería, habrá que observar los síntomas. Estos pueden ser:

- Ausencia de señal de salida.
- Señal de salida débil.
- Distorsión y ruido en la señal de salida.

10.6.1. Ausencia de señal de salida

La falta de salida en un amplificador puede ser debida a:

- Un fallo en la fuente de alimentación.
- Altavoces defectuosos.
- Una etapa amplificadora defectuosa.

Para localizar el posible fallo de la fuente de alimentación, seguiremos las recomendaciones dadas en la Unidad 8.

Para comprobar si un altavoz está defectuoso, es suficiente con conectar una pila de 1,5 V en sus bornes (Figura 10.31).

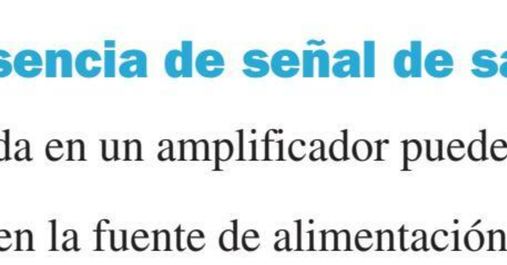


Figura 10.31. Verificación de un altavoz.

En el caso de que el altavoz esté en buen estado, emitirá un pequeño sonido. Esta comprobación también se puede realizar con el polímetro utilizado como óhmetro, aprovechando la pila que este lleva en su interior.

En el caso de que el altavoz y la fuente de alimentación se encuentren en buen estado, habrá que encontrar la avería en alguna de las etapas del amplificador. En la Figura 10.32 se muestra el diagrama de bloques de un amplificador de audio de tres etapas.

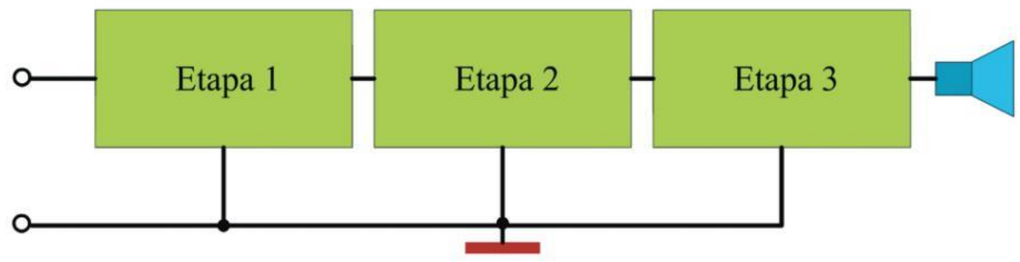


Figura 10.32. Diagrama de bloques de un amplificador de tres etapas.

Cualquier interrupción en una parte del circuito dejará la salida sin señal. El método a seguir, en este caso, para localizar la avería es encontrar la etapa defectuosa y aislarla para determinar, posteriormente, el fallo de algún componente de esta. Para realizar esta operación, se pueden utilizar dos métodos:

- Por inyección de la señal.
- Por seguimiento de la señal.

Localización de averías por inyección de señal

Este método se basa en la inyección de una señal de prueba de 1.000 Hz mediante un generador de señales.

El procedimiento a seguir es: se comienza inyectando una señal de prueba a la última etapa amplificadora. Si el altavoz percibe la señal, esto será indicativo de que la etapa está en correcto estado (Figura 10.33). Seguidamente, se prueba con la siguiente etapa y, así, sucesivamente, hasta encontrar la etapa defectuosa que no produce salida en el altavoz.

Para realizar esta comprobación con corrección, es conveniente tener en cuenta las siguientes consideraciones.

- Seleccionar adecuadamente el nivel de la tensión de prueba, ya que una señal demasiado fuerte puede estropear un altavoz o algún otro componente.
- Antes de inyectar la señal, comprobar el esquema del circuito. Así, evitaremos conexiones incorrectas. En ciertos circuitos el chasis no se utiliza como masa del circuito, por lo que sería erróneo conectar el cable de masa del generador al chasis.

© Ediciones Paraninfo

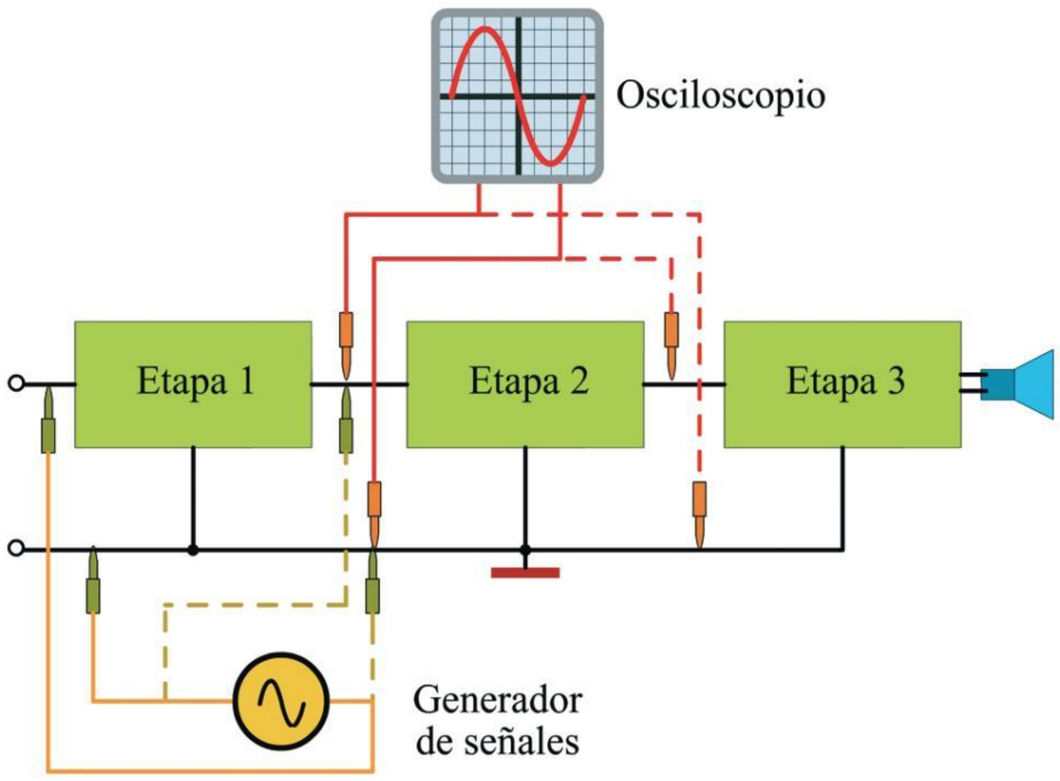


Figura 10.33. Localización de averías en un amplificador por inyección de señal.

Localización de averías por seguimiento de la señal

Para seguir este método, es necesario un polímetro o un osciloscopio. Consiste en ir comprobando si la señal aparece después de cada una de las etapas, realizando esta operación desde la primera hasta la última etapa. El fallo estará en aquella etapa amplificadora que no proporcione señal de salida.

Para conseguir buenos resultados con este método es muy importante seleccionar para cada circuito la sensibilidad adecuada del aparato de medida destinado al seguimiento de la señal. Así, por ejemplo, si las señales son de radiofrecuencia habrá que utilizar un osciloscopio que sea capaz de medir altas frecuencias. Por todo ello, es muy importante conocer el origen de la señal antes de comenzar con las medidas.

Una vez que se ha determinado cuál es la etapa averiada, el siguiente paso será encontrar el componente o componentes defectuosos de la misma. El método más utilizado para estos casos es el análisis de tensión.

Localización de averías por análisis de tensión

Este método se basa en ir comprobando todas las tensiones que aparecen en los diferentes puntos del circuito de la etapa amplificadora defectuosa. Las tensiones correctas las suele indicar el fabricante en los esquemas. Una vez detectada la tensión incorrecta, habrá que aplicar las leyes de los circuitos para determinar el componente averiado. Veamos seguidamente un ejemplo:

En la Figura 10.34 se muestra un amplificador de dos etapas, acoplado por condensador.

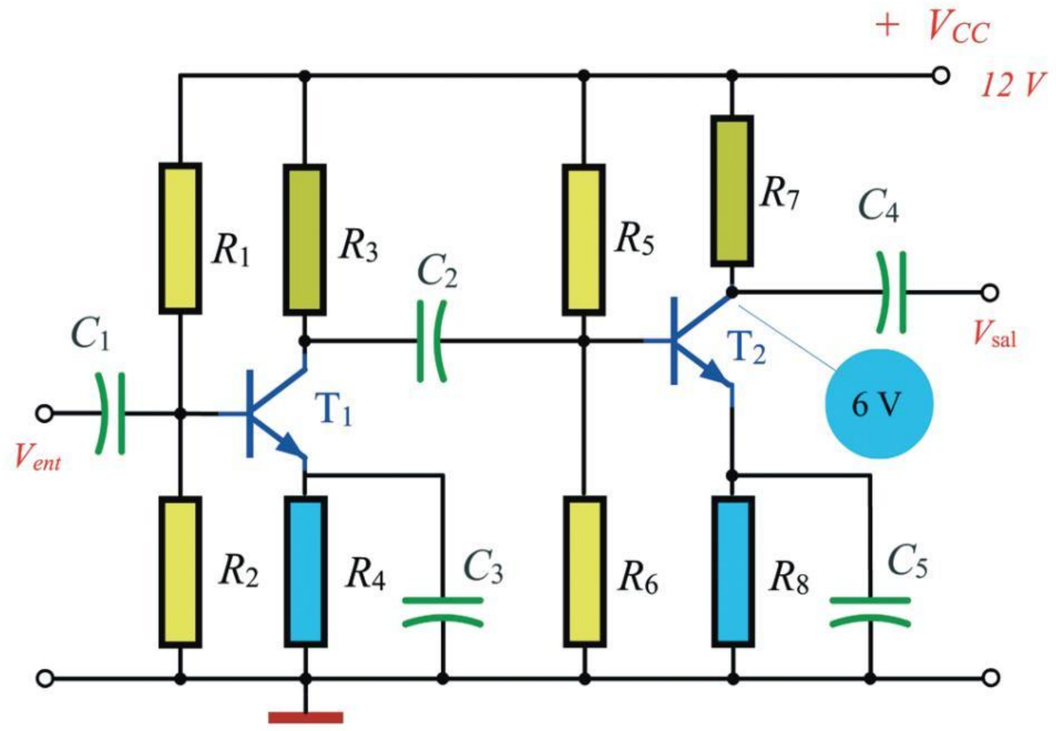


Figura 10.34. Amplificador de dos etapas acoplado por condensador.

Supongamos que en el colector del transistor T_2 se miden 12 V respecto a masa y, sin embargo, el fabricante indica que esta tensión debe ser de 6 V. Si toda la tensión de la fuente aparece en el colector, será porque por R_7 no fluye corriente alguna, ni por el transistor. Lo que nos indica que T_2 está en corte. Esta avería puede estar causada por los siguientes componentes:

- El transistor puede estar estropeado.
- R_5 puede estar abierta. Con lo cual se despolariza la base de T_2 y este entra en corte. Esto se puede comprobar midiendo la tensión en la base, que será cero si R_5 está efectivamente abierta.
- R_6 puede estar cortocircuitada. Esto es muy poco probable, pero de ser así, desaparece la tensión de polarización y el transistor entra en corte. En este caso también la tensión de base es cero.
- R_8 puede estar abierta. En este caso la tensión de 12 V de la alimentación aparecerá en los bornes de dicha resistencia.

En conclusión, lo más importante para localizar el componente estropeado es conocer cómo opera el circuito y las leyes que se dan en él.

También se da la posibilidad de que exista una avería en el circuito de la señal de C.A. que interrumpa la evolución de esta sin modificar sustancialmente las tensiones de C.C. Este tipo de averías pueden ser causadas por:

- Condensadores de acoplamiento abiertos.
- Transformadores de acoplamiento defectuosos.

Para encontrar el componente averiado, lo más habitual es emplear la inyección o seguimiento de la señal.

A continuación, estudiaremos el siguiente síntoma que se puede dar en un equipo amplificador averiado.

© Ediciones Paraninfo

10.6.2. Señal de salida débil

Este síntoma es fácil de apreciar en un equipo de audio.

Los altavoces producen un sonido muy débil aunque se sitúe el potenciómetro de volumen al máximo.

Antes de comenzar con ninguna comprobación compleja, conviene realizar todas las inspecciones rutinarias descritas al comienzo de este apartado.

Una señal de salida débil puede ser debida a:

- Una entrada baja de la fuente de señal.
- Un dispositivo de salida defectuoso.
- Una etapa amplificadora con baja ganancia.

Entrada baja de la fuente de señal

La entrada baja puede ser ocasionada por un deterioro en el micrófono, cápsulas fonocaptoras del giradiscos, etc. Para comprobar si la avería es causada por estos elementos, es suficiente con probar con otras fuentes de señal o con un generador de señales de prueba.

Dispositivo de salida defectuoso

En un equipo de audio el dispositivo de salida es el altavoz. Este puede haberse estropeado y haber aumentado su impedancia. Una forma de comprobarlo puede ser la de sustituir el altavoz del equipo por otro de las mismas características. También se puede sustituir el altavoz por una carga resistiva conocida.

Etapa amplificadora con baja ganancia

En el caso de que la señal de entrada y el dispositivo de salida funcionen correctamente, la avería puede estar causada por una o varias etapas que proporcionan una ganancia más baja de la especificada.

La localización de una avería de este tipo es un poco más complicada que cuando existe una interrupción de señal. Para ello, se necesita conocer muy bien el circuito y saber previamente cómo responde cada etapa. En estos casos, los esquemas y boletines de asistencia técnica serán de una gran ayuda, ya que suelen incluir en la información diagramas de las ondas que deben aparecer en un osciloscopio en las distintas partes del circuito.

En el caso de tratarse de amplificadores estéreos, el método es más simple, ya que existen dos circuitos idénticos, uno para cada canal, que podrán ir comparando hasta dar con la etapa de baja ganancia.

El seguimiento de la señal se hace, en cualquiera de los casos, avanzando desde la entrada hasta la salida.

Una vez que se ha detectado la etapa de baja ganancia, hay que localizar cuál de sus componentes es el que está defectuoso. Las causas que pueden llegar a provocar baja ganancia son:

- Condensador de paso abierto.
- Condensador de acoplamiento defectuoso.
- Tensión de alimentación inferior a la normal.
- Transistor mal polarizado.
- Transistor defectuoso.

En caso de sospechar que alguno de los componentes está defectuoso, se pueden realizar sustituciones. Así, por ejemplo, puede conectarse un condensador en paralelo con el que se cree que está abierto. Si la ganancia se mejora, será prueba de que este era el causante de la avería. Este método no se podrá realizar en aquellos casos en que las tensiones del circuito sean elevadas, ya que pueden ocasionar accidentes indeseables.

10.6.3. Distorsión y ruido en la señal de salida

Este síntoma se caracteriza por un ruido desagradable que aparece en los altavoces de salida. La señal de salida se presenta distorsionada debido a algún fallo del circuito.

Los ruidos que se pueden presentar en un amplificador de audio son muy variados. Si aprendemos a distinguirlos, será más fácil localizar la avería. Estos ruidos pueden ser:

- Zumbido.
- Sonido de frotación.
- Ruido constante (como de fritura o silbante).

Zumbido

Este ruido puede aparecer ocasionado por las siguientes causas:

- Rizado excesivo de la fuente de alimentación.
- Rotura de alguna conexión a masa.
- Cable apantallado defectuoso.

Para encontrar los fallos producidos por un excesivo rizado, es conveniente realizar medidas con el osciloscopio en los diferentes puntos de la alimentación.

Los cables apantallados se utilizan para evitar que se induzcan en los mismos señales de la frecuencia alterna de la red. Conviene comprobar el trenzado de estos cables, ya que un defecto en el mismo puede ocasionar zumbido en la señal de salida.

© Ediciones Paraninfo

También habrá que comprobar el estado de todas las conexiones a masa y de los blindajes, en caso de que los hubiese.

Sonido de frotación

El sonido de frotación suele estar ocasionado por los diferentes potenciómetros del circuito (volumen, tono, etc.). Detectar este fallo es bien sencillo, basta con mover los potenciómetros hasta detectar el que causa la distorsión.

Esta avería se puede reparar momentáneamente, aplicando una sustancia limpiadora en las pistas del potenciómetro averiado, aunque lo más seguro es sustituirlo por uno nuevo.

Ruido constante

Este ruido puede ser debido a un transistor o circuito integrado defectuoso. Para localizar este tipo de averías, es de gran utilidad el método de inyección y seguimiento de una señal de prueba.

En ocasiones el ruido puede ser debido a una polarización inadecuada que distorsiona la señal (distorsión de cruce, recortamiento de la señal, etc.). En estos casos se inyecta una señal triangular, ya que es más fácil detectar una distorsión en ella.

Con estas consideraciones, ya nos podemos hacer una idea general de cómo son los procesos que se siguen para la localización de averías de un amplificador de audio.

Actividad propuesta 10.3

Realiza un cuadro donde se resuma las posibles causas y metodología a utilizar para los diferentes síntomas que se pueden presentar en un amplificador averiado.

A modo de ejemplo, en la Tabla 10.3 se muestra una propuesta de cuadro resumen. Realiza tú mismo una propuesta diferente en la que se incluyan los diferentes componentes electrónicos que pueden causar la avería.

Tabla 10.3. Reparación de averías en amplificadores

	Síntomas en las averías de amplificadores		
	Ausencia de señal de salida	**Señal de salida débil**	**Distorsión y ruido en la señal de salida**
Posibles causas	Fallo en la fuente de alimentación. Altavoces defectuosos. Etapa amplificadora defectuosa.	Entrada baja de la fuente de señal. Dispositivo de salida defectuoso. Etapa amplificadora con baja ganancia.	Rizado excesivo de la fuente de alimentación. Rotura de alguna conexión a masa. Cable apantallado defectuoso. Potenciómetros sucios o desgastados. Transistores o circuitos integrados defectuosos.
Metodología	Localización de averías por inyección de señal. Localización de averías por seguimiento de la señal. Localización de averías por análisis de tensión.	Inyección de otras fuentes de señal. Seguimiento de la señal.	Medidas con osciloscopio de puntos de alimentación. Verificación de cables apantallados y conexiones a masa. Comprobación de potenciómetros. Inyección y seguimiento de señal triangular.

© Ediciones Paraninfo

Prácticas de laboratorio

10.1. Verificación de un amplificador. Consigue un amplificador de audio comercial y, con el esquema del circuito, identifica las diferentes etapas amplificadoras, así como los aspectos más significativos del mismo: características técnicas, posibilidades de conexión, etcétera.

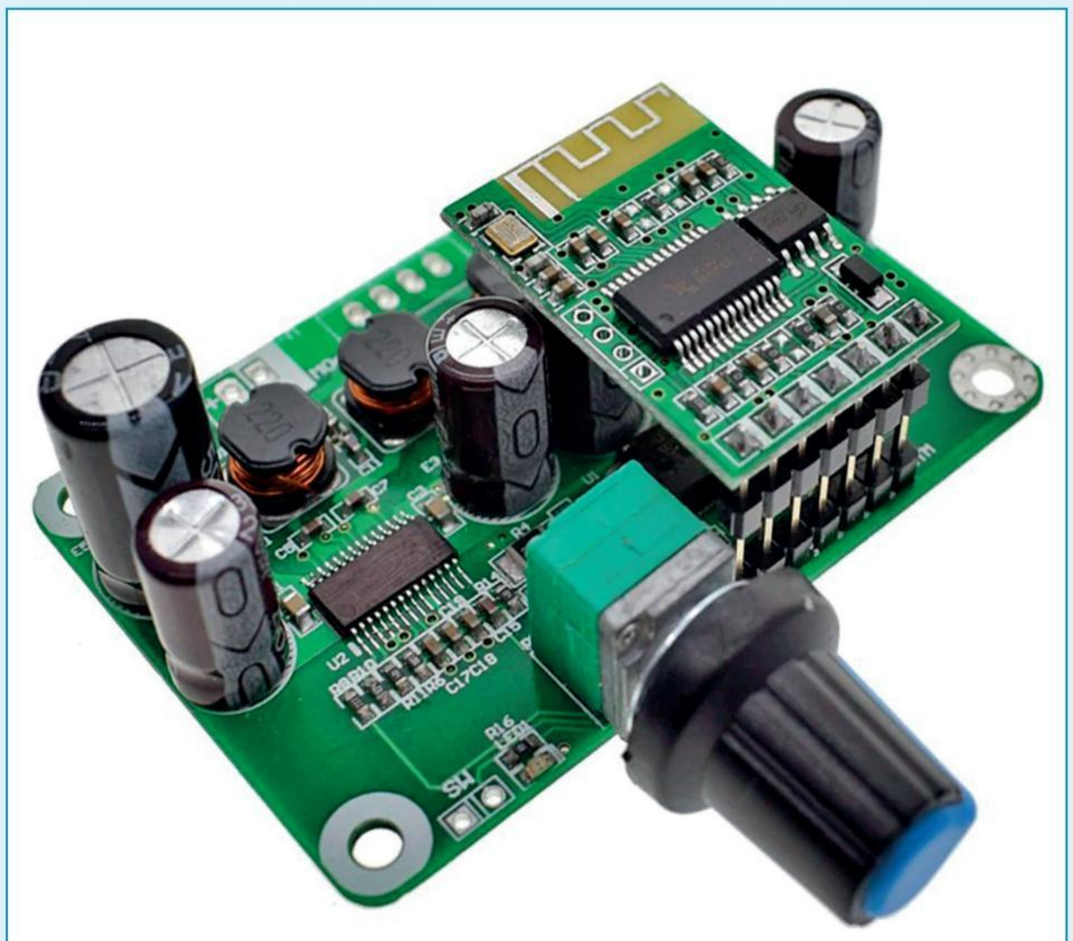


Figura 10.35. Amplificador de audio comercial.

Prueba del circuito: consigue un elemento para aplicar una señal de entrada al amplificador, como, por ejemplo, un reproductor de discos, un magnetófono, un sintonizador, o un simple micrófono. Además necesitarás un altavoz para conectar a la salida del amplificador. Así, podrás probar si el funcionamiento del amplificador y todos sus controles es correcto.

Verificación del circuito amplificador: esta prueba consistirá en introducir una señal de audiofrecuencia por una de las entradas e ir comprobando mediante el osciloscopio las modificaciones que se dan en la misma al transcurrir por los diferentes circuitos y llegar a la salida. Esta señal no podrá ser proporcionada por un magnetófono o por un plato, debido a que sus variaciones de nivel de frecuencia son difíciles de fijar. Por esta razón, es necesario inyectar una señal que sea fácil de medir y con una frecuencia fija, como puede ser la proporcionada por un generador de señales de baja frecuencia. La señal empleada para estos casos es la senoidal, con una frecuencia de 1.000 Hz (un buen oído humano es capaz de percibir señales desde 20 Hz hasta 20 kHz). La señal de 1.000 Hz cubre parte de las bajas frecuencias y de las altas.

El altavoz que normalmente se conecta a la salida del amplificador conviene que sea sustituido por una resistencia óhmica que posea los mismos valores de impedancia y potencia. Así evitaremos los ruidos molestos que emitiría dicho altavoz.

Una vez hechas estas consideraciones previas, inyecta a la entrada del amplificador una señal senoidal de 1.000 Hz y 3 mV y, con el osciloscopio, comprueba el nivel de la señal en las diferentes etapas amplificadoras. Una vez hecho esto, eleva el nivel de la señal de entrada hasta provocar la distorsión de dicha señal en la salida y anota los resultados, comprobando la relación de fase de las diferentes etapas, así como la ganancia y el nivel de distorsión.

10.2. Verificación de un amplificador de emisor común. Consigue el circuito de un amplificador de emisor común, o en su defecto monta en el entrenador didáctico o en una placa de circuito impreso el circuito que se muestra en la Figura 10.36.

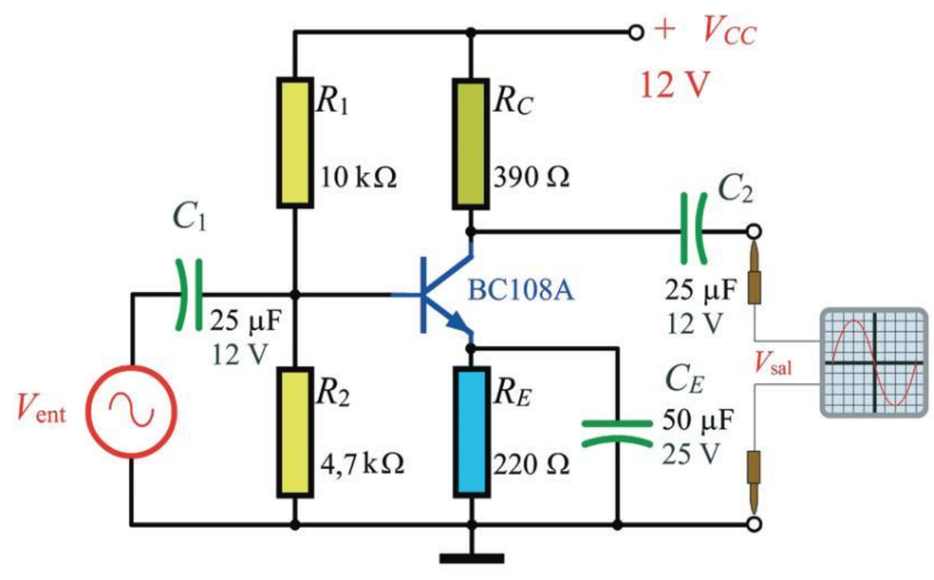


Figura 10.36. Amplificador de emisor común.

Antes de realizar la verificación experimental del circuito, determina teóricamente los siguientes valores que se dan en el circuito: V_B , V_C, V_E , V_{CE}, así como la ganancia de tensión con el condensador de paso y sin él.

Seguidamente, comprueba mediante un voltímetro si los valores calculados anteriormente, de una forma teórica coinciden aproximadamente con los resultados de las medidas obtenidas en el circuito.

Una vez hecho esto, mediante un generador de señales, inyecta a la entrada del amplificador una señal senoidal de bajo nivel y de 1 kHz. Con un osciloscopio, visualiza la señal de salida en el canal B y la de entrada en el A, ajustando el nivel de entrada de

© Ediciones Paraninfo

dicho generador de señales hasta obtener una señal de salida sin distorsión.

Ahora, dibuja los oscilogramas obtenidos, comprobando el desfase entre las señales de entrada y salida. Determina la ganancia de tensión. Retira el condensador de paso y comprueba el efecto producido sobre la ganancia.

En el MATERIAL WEB que se ha preparado para este texto se incluyen las hojas de características del transistor BC108A.

10.3. Acoplamiento de amplificadores. Se trata de comprobar la respuesta de un amplificador de dos etapas acopladas mediante RC, para posteriormente comparar los resultados obtenidos con un acoplamiento directo.

Para empezar, consigue un amplificador constituido por dos etapas en emisor común acopladas mediante RC, identificando la situación y función de cada uno de los componentes del circuito. En su defecto, monta en el entrenador didáctico el circuito que se sugiere en la Figura 10.37.

Al igual que se hizo en la Práctica de laboratorio 10.2 mediante un generador de señales, inyecta a la entrada del amplificador una señal senoidal de bajo nivel y de 1 kHz. Con un osciloscopio, visualiza la señal de salida en el canal B y la de entrada en el A, ajustando el nivel de entrada de dicho generador de señales hasta obtener una señal de salida sin distorsión.

Seguidamente, dibuja los oscilogramas obtenidos, comprobando el desfase entre las señales de entrada y salida. Ahora, conecta el canal B del osciloscopio a la salida de la primera etapa amplificadora. Dibuja los oscilogramas y determina la ganancia de tensión en la primera etapa y en el conjunto.

En estas condiciones, comienza a reducir la frecuencia de la señal de entrada hasta valores inferiores a 10 Hz. Comprueba hasta qué frecuencia el amplificador mantiene la señal en la salida sin distorsión.

Ahora, cortocircuita el condensador de acoplamiento C_2, con lo que los amplificadores quedarán acoplados directamente. Repite todas las medidas realizadas anteriormente para este tipo de acoplamiento, comparando los resultados obtenidos. Por último, indica las ventajas e inconvenientes que observas en cada una de estas dos técnicas de acoplamiento de amplificadores.

10.4. Circuito amplificador de audio de 10 W con circuito integrado TDA2003. Se trata de conseguir, mediante solo un circuito integrado como elemento activo, un amplificador de audio que sea capaz de proporcionar una potencia de 10 W sobre un altavoz con un rango de impedancia de 2 a 8 ohmios.

En la Figura 10.38 se muestra el circuito para el montaje de este amplificador.

La fuente de alimentación que suministra la corriente continua a este circuito deberá de poder entregar, como mínimo, una intensidad de corriente de 2 A.

El circuito integrado TDA2003, del cual se adjuntan sus características en el MATERIAL WEB, es un amplificador integrado con una potencia de salida de 10 W y que habrá que montar un disipador de calor adecuado para evitar que se destruya por excesos de temperatura. Para conseguir estos 10 W de potencia, se recomienda conectar un altavoz de 4 ohmios de

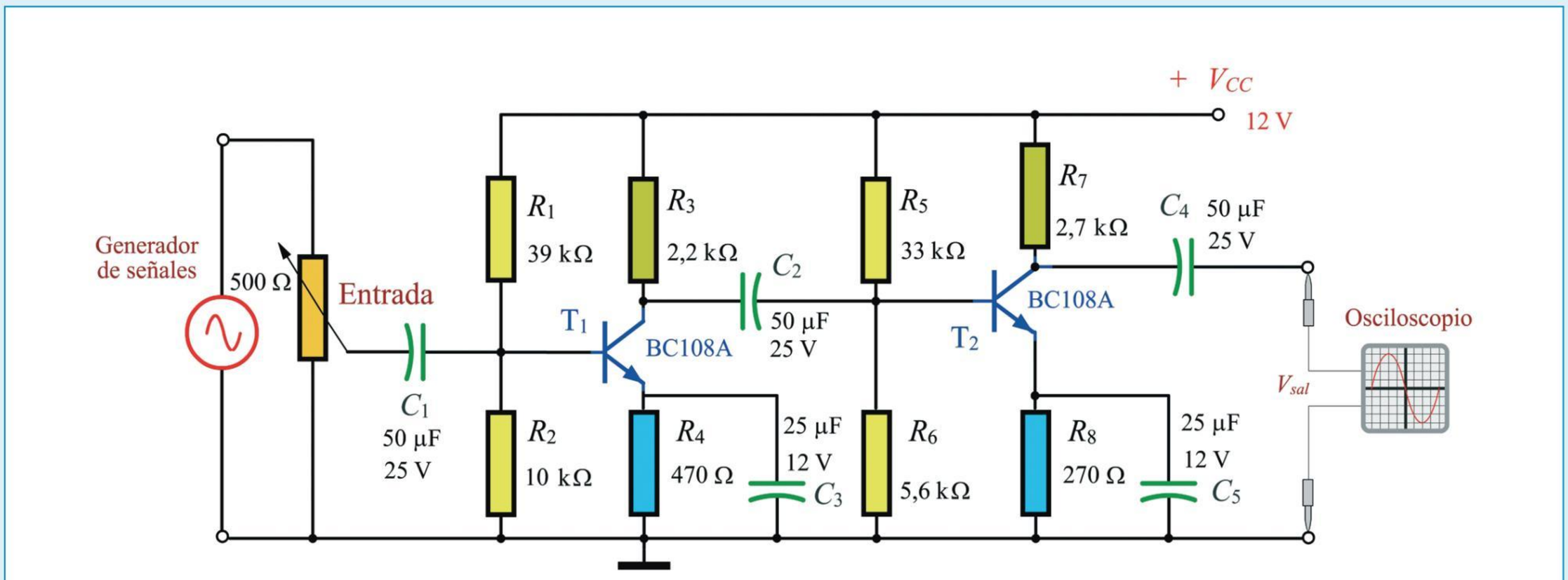


Figura 10.37. Amplificador de dos etapas con acoplamiento RC.

© Ediciones Paraninfo

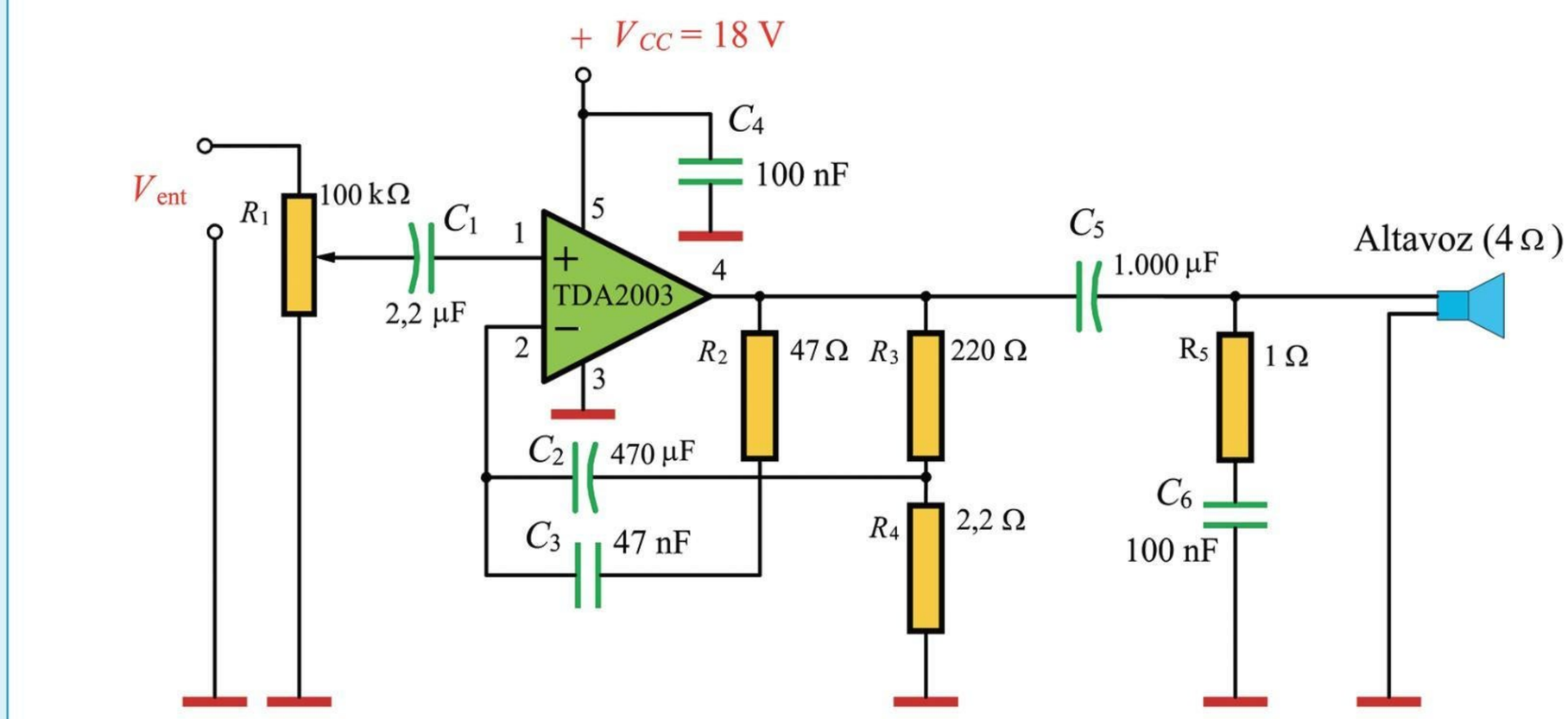


Figura 10.38. Circuito amplificador de audio de 10 W con circuito integrado TDA2003.

impedancia, siendo el nivel de la señal de entrada recomendada de 1 Vpp.

En la Figura 10.39 se muestra el aspecto del circuito integrado y la disposición de sus terminales.

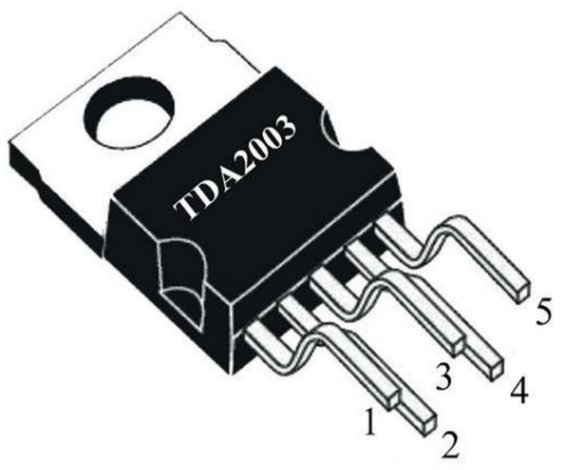


Figura 10.39. TDA2003.

Monta el circuito y comprueba las diferentes magnitudes que se dan en él mediante el polímetro y el osciloscopio y un generador de señal.

10.5. Amplificador audio estéreo de 2X10 W con circuito integrado TDA2009. Se trata de conseguir, mediante solo un circuito integrado como elemento activo, un amplificador de audio estéreo que sea capaz de proporcionar una potencia de 2X10 W en ambos canales.

En la Figura 10.40 se muestra el aspecto del circuito integrado y la disposición de sus terminales.

En la Figura 10.41 se muestra el circuito para el montaje de este amplificador.

Monta el circuito y comprueba las diferentes magnitudes que se dan en él mediante el polímetro y el osciloscopio y un generador de señal.

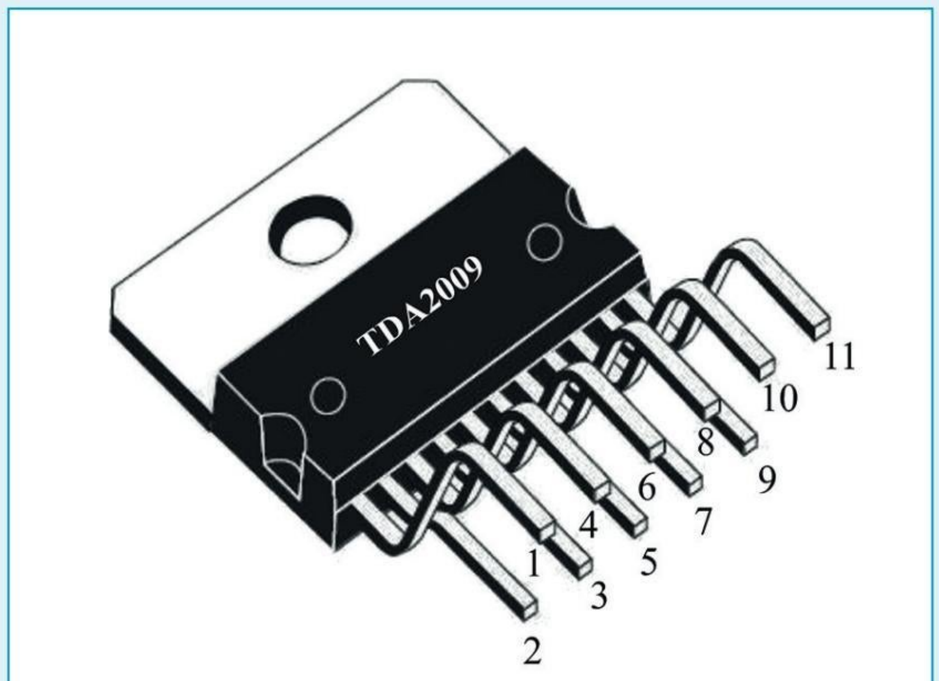


Figura 10.40. TDA2009.

© Ediciones Paraninfo

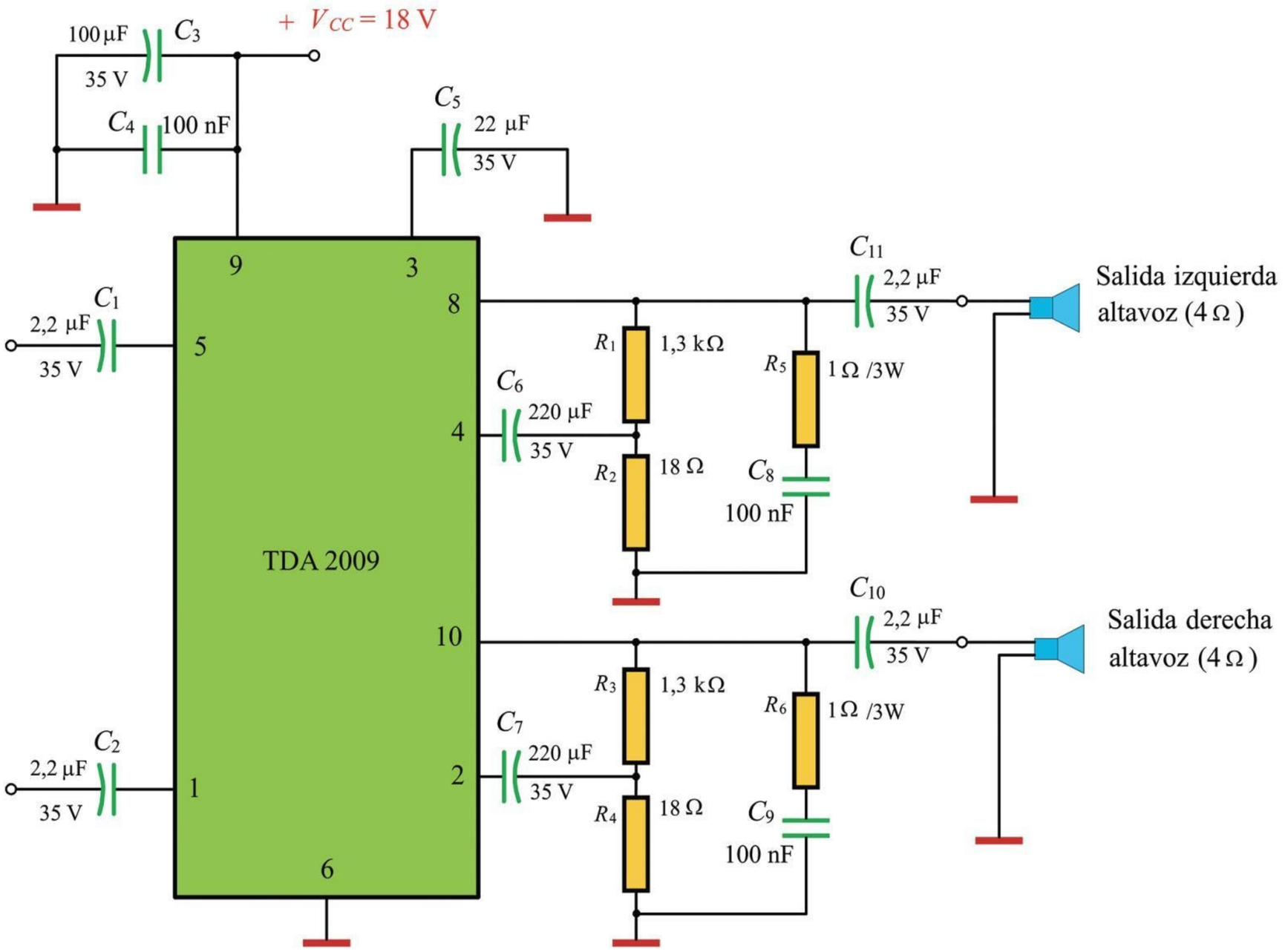


Figura 10.41. Amplificador de audio estéreo de 2X10 W con circuito integrado TDA2009.

10.6. Verificación de un amplificador con FET. Vamos a comprobar la respuesta de un amplificador en configuración surtidor común. Para ello, consigue un circuito de este tipo, o en su defecto, monta el que se propone en la Figura 10.42.

Inyecta una señal senoidal a la entrada de 1 kHz y de un nivel tal que no se produzca distorsión en la salida. Con un osciloscopio visualiza los oscilogramas de entrada y salida, determinando la ganancia del amplificador, así como la relación de fase entre las señales de entrada y salida. Con él, mide también los potenciales V_G, V_D y V_S.

Para comprobar la cualidad que poseen estos amplificadores para trabajar con altas frecuencias, eleva la frecuencia de la señal de entrada y comprueba la respuesta del amplificador. *¿Cuál es el límite sin distorsión?*

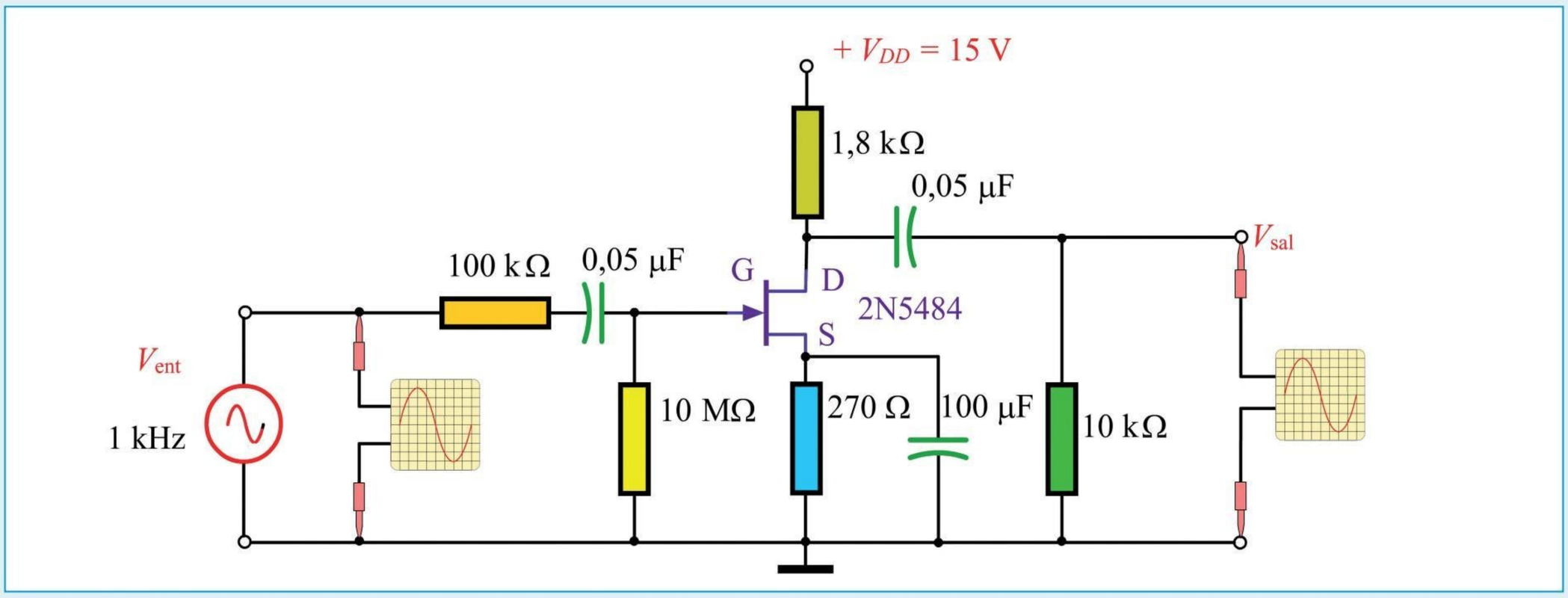


Figura 10.42. Amplificador con FET en configuración surtidor común.

© Ediciones Paraninfo

Actividades de comprobación

10.1. ¿Cuál de las configuraciones sería más adecuada para diseñar un amplificador que tuviese a su entrada un generador de señales de alta impedancia?

a) Base común.

b) Colector común.

c) Emisor común.

10.2. ¿Por qué se caracteriza un amplificador de clase A?

a) La señal de salida está distorsionada.

b) Solo aparece en la salida la parte positiva de la señal.

c) Aporta a su salida una señal sin distorsión.

10.3. La señal de entrada de un amplificador es de 6 mV y 2 mA. Determina la ganancia de tensión, potencia y corriente de este amplificador, si la señal que se obtiene en la salida es de 2 V y 20 mA.

10.4. En un amplificador de audio, debido a un error se ha polarizado al transistor, correspondiente a una de las etapas del mismo, en un punto muy próximo a la zona de corte. ¿Cuál piensas que puede ser el efecto creado en la salida del altavoz cuando se aplique una señal de audio de nivel medio a la entrada del amplificador?

a) Se produce un recorte y distorsión en la audición.

b) No se produce ningún efecto apreciable.

c) Aporta a su salida una señal sin distorsión.

10.5. ¿Qué desfase se produce entre la señal de entrada y de salida en un amplificador de emisor común?

a) Ninguno.

b) 180º.

c) 90º.

10.6. ¿Qué efecto se produce al eliminar el condensador de paso del emisor de un amplificador de emisor común?

a) Aumenta la ganancia del amplificador.

b) Solo aparece en la salida la parte positiva de la señal.

c) Se reduce la ganancia del amplificador.

10.7. Un amplificador proporciona una potencia en su salida de 10 W. Para ello, la fuente de alimentación de 12 V proporciona una corriente de 4 A. ¿Cuál será el rendimiento del amplificador?

10.8. ¿Qué efecto produce la conexión de un condensador de acoplamiento a la entrada de un amplificador?

a) Elimina la componente continua de la señal a amplificar.

b) Elimina la componente alterna de la señal a amplificar.

c) Aumenta la ganancia del amplificador.

10.9. ¿Qué aplicaciones se pueden hacer del amplificador en colector común?

a) Aquellas que requieran de una gran ganancia de tensión.

b) Aquellas que requieran de una gran ganancia de corriente.

c) Aquellas en las que el generador de señales posea una impedancia muy alta.

10.10. ¿Cómo son las impedancias de entrada y salida para un amplificador de base común?

a) Impedancias de entrada y salida altas.

b) Impedancia de entrada baja y alta de salida.

c) Impedancia de entrada alta y baja de salida.

10.11. Un circuito amplificador de pequeña señal tiene conectado a su entrada un micrófono de 10 kΩ de resistencia interna. Averigua la capacidad recomendable para el condensador de acoplamiento con el amplificador si este posee una resistencia de entrada de 11 kΩ y se desea que trabaje dentro de las frecuencias de 10 Hz y 30 kHz.

10.12. ¿Cuál es la ganancia de potencia de un amplificador, si $A_v = 200$ y $A_i = 150$?

10.13. ¿Cuál es la ventaja principal que poseen los transistores unipolares frente a los bipolares?

a) La impedancia de entrada es muy elevada.

b) Son más robustos y fáciles de manipular.

c) Su conducción es controlada por la corriente de base.

10.14. ¿Cómo es la impedancia de entrada de los amplificadores con transistores de efecto de campo?

a) Muy elevada.

b) Muy reducida.

c) De valor intermedio.

© Ediciones Paraninfo

10.15. Un amplificador posee un rendimiento del 25 %. Determina la corriente que debe proporcionar una fuente de alimentación de 10 V al circuito, si la potencia de salida es de 15 W.

10.16. ¿Qué relación de fase existe entre las señales de entrada y salida de un amplificador con FET en surtidor común?

a) 90°.

b) 180°.

c) 0°.

10.17. ¿Qué ventajas aportan los transistores MOSFET en los amplificadores?

a) Reducción de consumo y una elevadísima impedancia de entrada.

b) Una impedancia de entrada muy pequeña que limita su consumo.

10.18. Un FET posee la curva de transconductancia que se muestra en la Figura 10.43. ¿Qué valores les corresponde a I_{DSS} y $V_{GS(apag)}$?

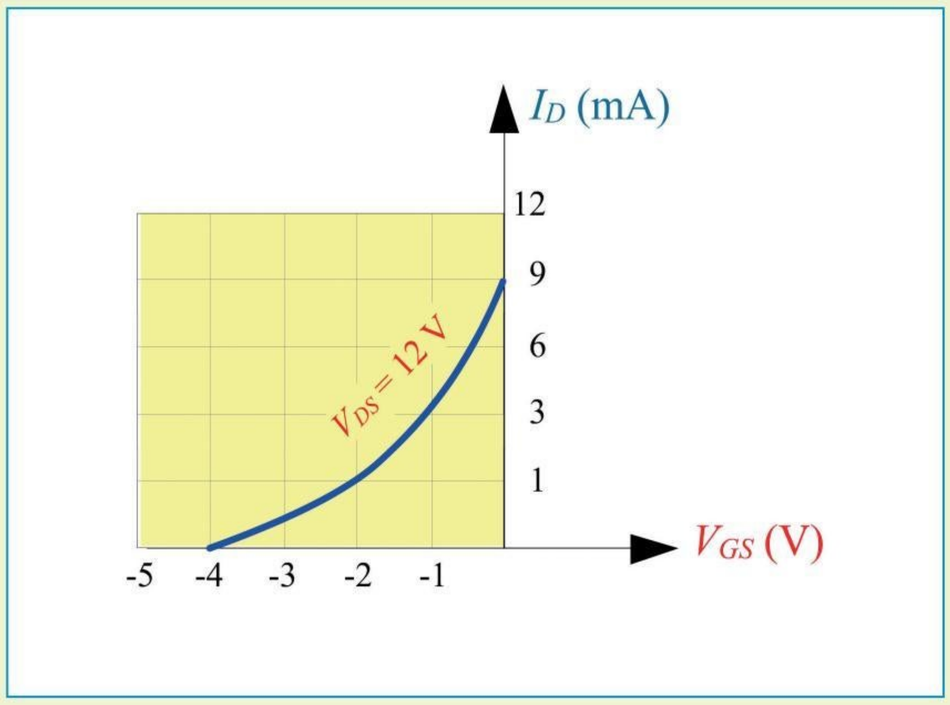


Figura 10.43.

© Ediciones Paraninfo

Actividades de ampliación

10.1. Habrás podido comprobar cómo con un solo circuito integrado es posible construir un amplificador de forma sencilla. Entra en internet y busca en un *datasheet*, como por ejemplo: http://www.datasheetcatalog.com, circuitos integrados para aplicaciones en amplificadores de audio y realiza una clasificación de los mismos. A su vez, busca en internet circuitos prácticos de amplificadores y analiza su composición y funcionamiento. A modo de ejemplo, en la Figura 10.44 se muestran unos recortes pertenecientes a la hoja de características del amplificador de audio integrado TDA1011.

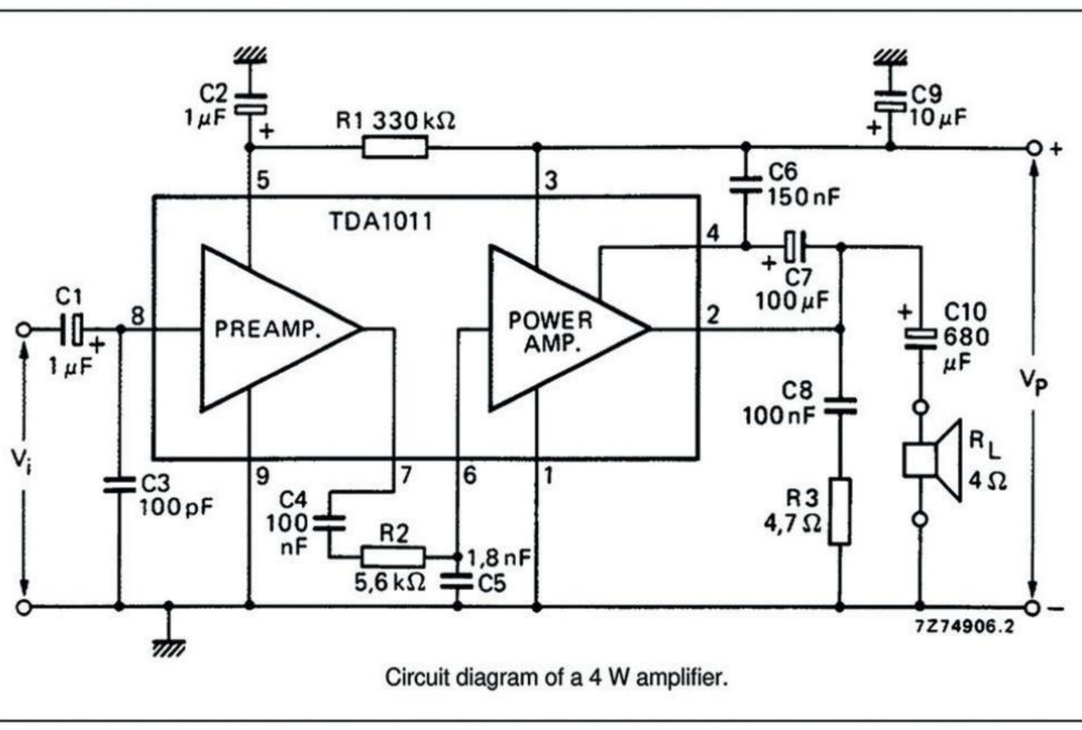
2 to 6 W audio power amplifier — TDA1011

The TDA1011 is a monolithic integrated audio amplifier circuit in a 9-lead single in-line (SIL) plastic package. The device is especially designed for portable radio and recorder applications and delivers up to 4 W in a 4 Ω load impedance. The device can deliver up to 6 W into 4 Ω at 16 V loaded supply in mains-fed applications. The maximum permissible sup| voltage of 24 V makes this circuit very suitable for d.c. and a.c. apparatus, while the very low applicable supply volta of 3,6 V permits 6 V applications. Special features are:

QUICK REFERENCE DATA

Supply voltage range	V_P		3,6 to 20	V
Peak output current	I_{OM}	max.	3	A
Output power at d_{tot} = 10%				
V_P = 16 V; R_L = 4 Ω	P_o	typ.	6,5	W
V_P = 12 V; R_L = 4 Ω	P_o	typ.	4,2	W
V_P = 9 V; R_L = 4 Ω	P_o	typ.	2,3	W
V_P = 6 V; R_L = 4 Ω	P_o	typ.	1,0	W
Total harmonic distortion at P_o = 1 W; R_L = 4 Ω	d_{tot}	typ.	0,2	%
Input impedance				
preamplifier (pin 8)	$\|Z_i\|$	>	100	kΩ
power amplifier (pin 6)	$\|Z_i\|$	typ.	20	kΩ
Total quiescent current	I_{tot}	typ.	14	mA
Operating ambient temperature	T_{amb}		–25 to + 150	°C
Storage temperature	T_{stg}		–55 to +150	°C

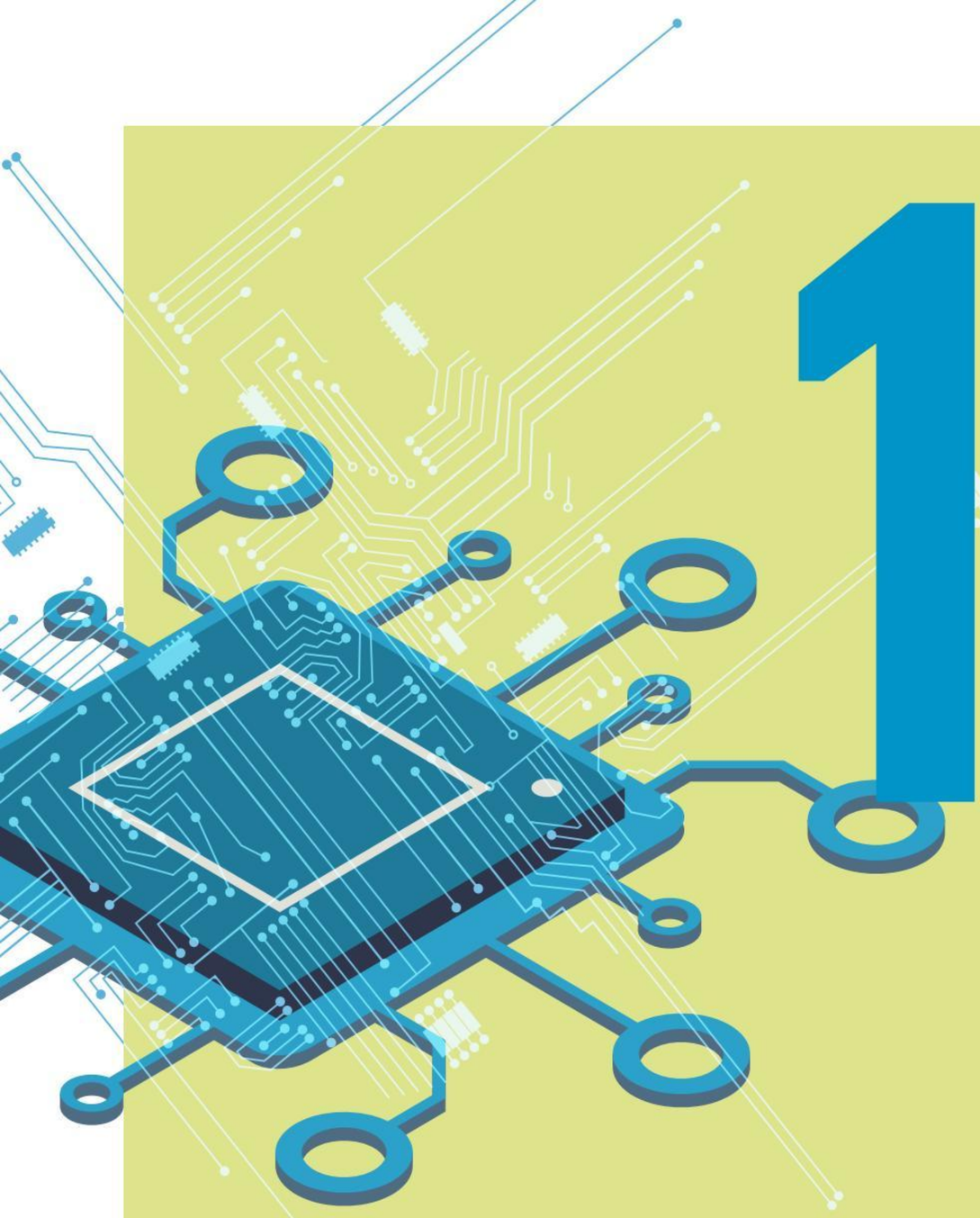
APPLICATION INFORMATION



Circuit diagram of a 4 W amplifier.

Figura 10.44. Hoja de características del amplificador de audio integrado TDA1011.

© Ediciones Paraninfo



11 Realimentación en los amplificadores. El amplificador operacional

Contenidos

- **11.1.** Distorsión en los amplificadores
- **11.2.** Realimentación en los amplificadores
- **11.3.** El amplificador operacional
- **11.4.** Realimentación en los amplificadores operacionales
- **11.5.** Aplicaciones de los amplificadores operacionales

Gracias a la realimentación se consigue mejorar la distorsión en frecuencia y la distorsión alineal, así como ampliar el ancho de banda del amplificador. Además, se consiguen valores más adecuados de las resistencias de entrada y salida del amplificador.

En esta unidad conoceremos el amplificador operacional integrado, en el cual se aplican, habitualmente, las técnicas de realimentación para su funcionamiento.

Objetivos

- Conocer los diferentes tipos de distorsión que puede provocar un amplificador.
- Utilizar la realimentación en los amplificadores para mejorar su respuesta y disminuir la distorsión.
- Reconocer las características de un amplificador operacional.
- Construir circuitos con amplificadores operacionales.

11.1. Distorsión en los amplificadores

Como ya se pudo comprobar en unidades anteriores, sin un adecuado diseño del amplificador, la señal de salida de este puede que no responda exactamente a la aplicada a la entrada, en este caso nos encontramos ante el efecto indeseable de la distorsión.

La distorsión en la señal de salida es debida, básicamente, a que los componentes con los que se diseña el amplificador poseen unas características que no son del todo lineales. A esto hay que añadir las capacidades parásitas que se originan en los diferentes elementos del amplificador, así como las que corresponden a los condensadores utilizados en el circuito.

Dependiendo del factor que origina la distorsión, esta puede modificar algunas de las magnitudes propias de la señal. Así, tenemos tres tipos de distorsión: distorsión alineal, distorsión de frecuencia y distorsión de fase.

11.1.1. Distorsión alineal

Esta se produce por la alinealidad de los componentes utilizados, sobre todo, con los cambios de temperatura, lo que da como resultado una amplitud de la señal en la salida que no se corresponde exactamente con la de entrada en algunas partes del ciclo.

11.1.2. Distorsión de frecuencia y ancho de banda de un amplificador

Por lo general, cuando se amplifica una señal, esta no consta únicamente de una sola frecuencia, sino que está compuesta por la suma de un gran número de señales de diferentes frecuencias. Este es el caso, por ejemplo, de una señal de audio que provenga de un micrófono: las señales eléctricas que este produce recogen sonidos a muy distintas frecuencias, como el de las diferentes voces, instrumentos de cuerda y de viento, percusión, etc. Para que el amplificador sea fiel con la señal de entrada, deberá aplicar la misma ganancia a las distintas frecuencias para, posteriormente, aplicarlas a un altavoz. En el caso de que el amplificador no consiga amplificar adecuadamente las muy bajas frecuencias o las muy altas, se producirá una distorsión de frecuencia, que dará como resultado una pérdida de calidad en el sonido entregado por el altavoz.

Esta distorsión es debida, fundamentalmente, a las capacidades que aparecen en los circuitos del amplificador, y que limitan su campo de actuación a una determinada gama de frecuencias. Así, tenemos que la ganancia de un amplificador se mantiene igual para un margen de frecuencias intermedias contenidas entre dos límites: superior (f_{c1}) e inferior (f_{c2}), denominadas frecuencias de corte. A la gama de frecuencias comprendida entre estos dos límites se la denomina **ancho de banda** (Figura 11.1).

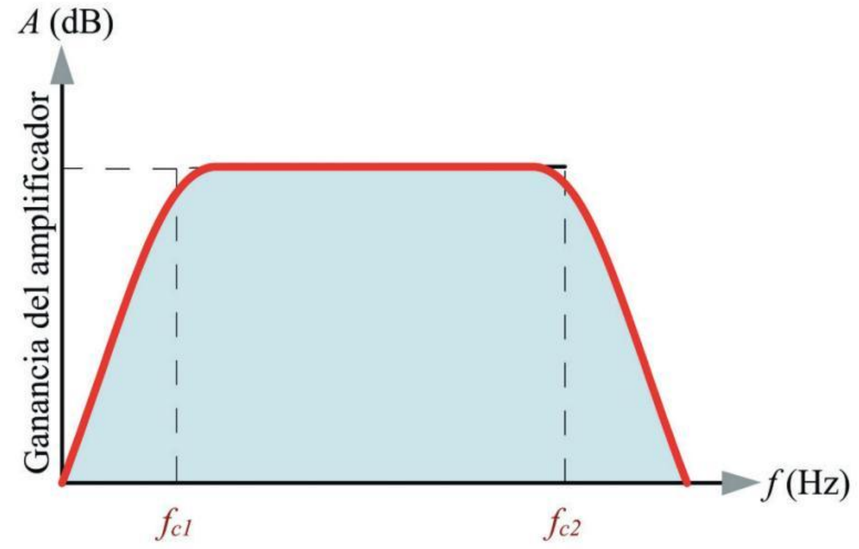


Figura 11.1. Ancho de banda de un amplificador.

Seguidamente, vamos a estudiar un ejemplo de cómo un amplificador puede provocar distorsión de frecuencia.

En la Figura 11.2, se muestra un amplificador de emisor común.

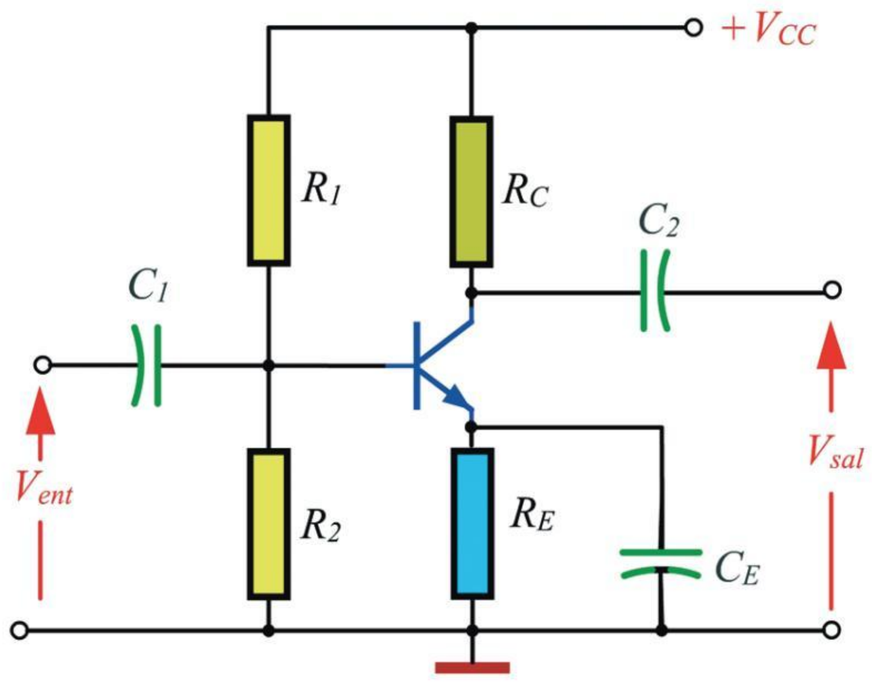


Figura 11.2. Amplificador de emisor común.

El condensador de entrada C_1, el de salida C_2 y el de acoplamiento del emisor C_E presentan una alta reactancia capacitiva para las bajas frecuencias ($X_C = 1/2\pi fC$). Dado que estos están acoplados en serie con la señal de salida, esta queda atenuada para dichas frecuencias, con lo que queda reducida la ganancia del amplificador para las bajas frecuencias (Figura 11.3). Llamaremos f_{c1} a la frecuencia de corte inferior; por debajo de esta la ganancia es inferior a la de las frecuencias intermedias, tal como se muestra en el gráfico de la Figura 11.1.

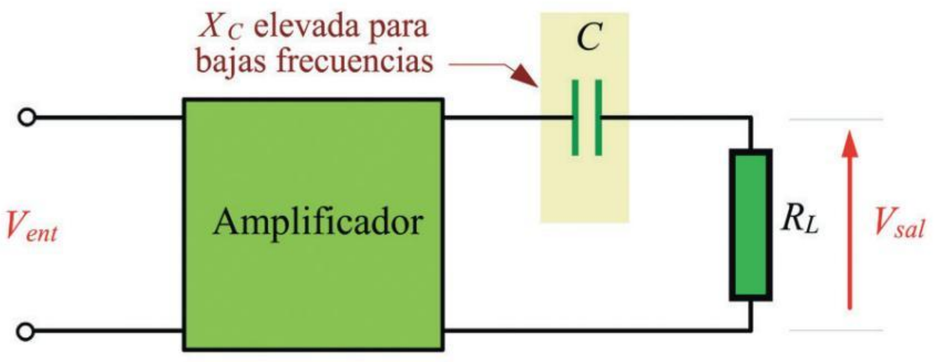


Figura 11.3. Reactancia equivalente a los condensadores de paso y acoplamiento.

© Ediciones Paraninfo

Por otro lado, en el interior del transistor se forman una serie de capacidades entre sus electrodos, que actúan como si fuesen condensadores conectados en paralelo con la carga (Figura 11.4). Para las frecuencias bajas, la reactancia capacitiva generada ($X'_C = 1/2\pi fC'$) se hace muy alta y, por tanto, esta no interfiere en la señal de salida. Sin embargo, cuando la frecuencia aumenta por encima de la frecuencia de corte superior f_{c2}, dicha reactancia disminuye y provoca una especie de cortocircuito de la señal en la salida. En conclusión, la ganancia del amplificador disminuye al superarse esta frecuencia, por lo que puede llegar a anular la señal en la salida para muy altas frecuencias.

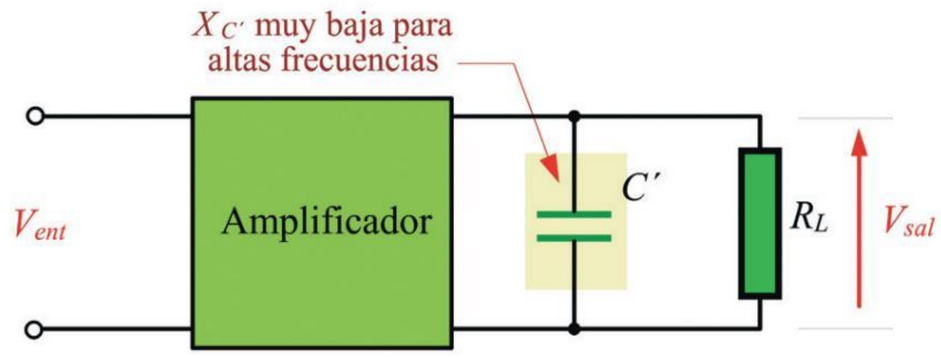


Figura 11.4. Reactancia capacitiva equivalente a la formada entre los electrodos del transistor.

En resumen, un amplificador posee una ganancia máxima en la banda media, es decir entre las frecuencias de corte f_{c1} y f_{c2}. Así, podemos definir el ancho de banda de un amplificador como:

$$\text{Ancho de banda} = f_{c2} - f_{c1}$$

Así, por ejemplo, si un amplificador posee una $f_{c1} =$ $= 20$ Hz y una $f_{c2} = 20$ kHz, su ancho de banda será:

$$\text{Ancho de banda} = 20.000 - 20 = 19.980 \text{ Hz}$$

En función de este criterio se pueden clasificar los *amplificadores* en *amplificadores de banda ancha* y *amplificadores de banda estrecha.*

Los amplificadores de banda ancha son aquellos que son capaces de amplificar una gran variedad de frecuencias sin provocar distorsión, como por ejemplo 15 MHz.

Los amplificadores de banda estrecha poseen un pequeño ancho de banda. Tal es el caso de los amplificadores sintonizados utilizados en radiofrecuencia.

11.1.3. Distorsión de fase

Esta distorsión hace que la señal de salida quede desfasada un cierto ángulo respecto a la de entrada. Al igual que la distorsión de frecuencia, este tipo de distorsión está provocada por las capacidades del circuito. Aquí también existe un ancho de banda entre el cual no se produce la distorsión. En la Figura 11.5, se muestra un diagrama en el que se relaciona el ángulo de desfase entre la señal de salida y la de entrada en función de la frecuencia de la señal.

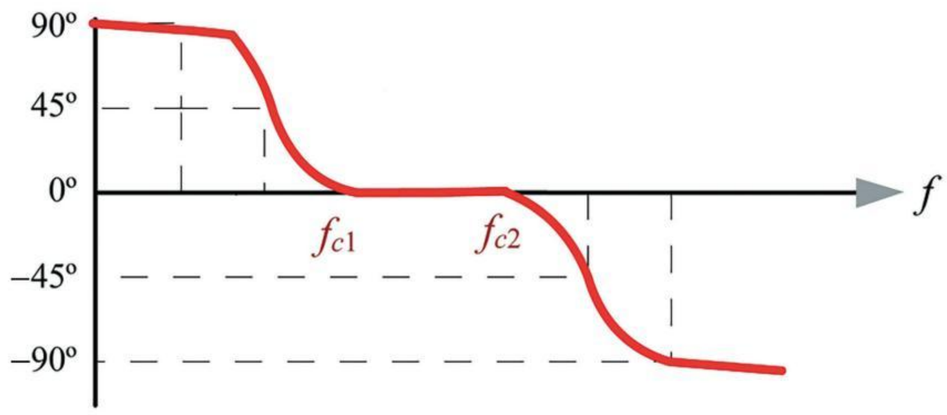


Figura 11.5. Diagrama donde se aprecia la distorsión de fase.

Para las frecuencias inferiores a f_{c1}, la señal de salida se adelanta respecto a la de entrada. Para frecuencias altas, superiores a f_{c2}, la señal de salida se retrasa respecto a la de entrada.

11.2. Realimentación en los amplificadores

La ganancia de un amplificador depende de las características de sus componentes. De tal forma que si, por alguna razón, un componente modifica su valor (cambios de temperatura, inexactitud en los valores de los componentes al ser sustituidos, etc.), el amplificador modifica su ganancia, entregando una señal en la carga diferente a la esperada. Además, se pueden producir fenómenos que causen distorsión en la señal de salida, como ruidos, atenuación de señales de baja o alta frecuencia, etcétera.

Un procedimiento para reducir estos fenómenos es la inclusión de una red de realimentación. La realimentación toma parte de la señal de salida y la retorna de nuevo a la entrada, consiguiendo que la señal de salida no dependa exclusivamente de las características de los componentes del amplificador (Figura 11.6). De esta forma se consigue eliminar la distorsión y estabilizar el funcionamiento del amplificador.

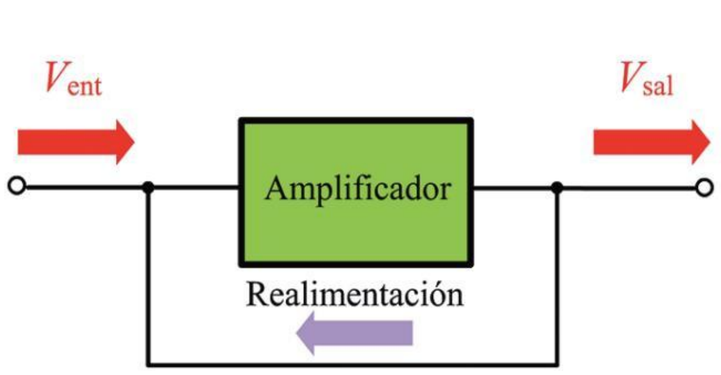


Figura 11.6. Realimentación en un amplificador.

El procedimiento que más se emplea para conseguir reducir la distorsión es la realimentación negativa. Consiste en tomar una parte de la tensión o corriente de la salida del amplificador y aplicarla, a través de la red de realimentación, en oposición de fase con la señal de entrada a amplificar.

© Ediciones Paraninfo

De esta manera, si la señal de salida se incrementa, este incremento es aplicado en oposición de fase, a través de la red de realimentación, a la entrada, produciendo una disminución de la señal de entrada y, en definitiva, una compensación de esa tendencia al incremento de la señal de salida.

11.2.1. Principio de realimentación

La realimentación consiste en introducir, intencionadamente o no, parte de la señal de salida de un amplificador (tensión o corriente) en la entrada del mismo.

En la Figura 11.7 se muestra en un diagrama de bloques el sistema empleado en un amplificador realimentado.

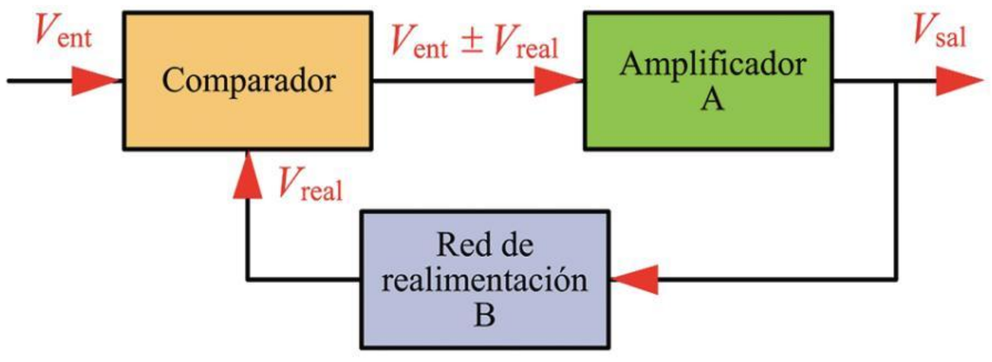


Figura 11.7. Diagrama de bloques de un amplificador realimentado.

V_{ent} es la señal que se introduce a la entrada del amplificador realimentado.

El amplificador proporciona a la salida una señal igual a V_{sal}.

La red de realimentación, compuesta generalmente por componentes pasivos, toma parte de la señal de salida del amplificador (V_{real}) y la vuelve a introducir a la entrada.

El comparador es la vía por donde la señal V_{real} se acopla a la entrada del amplificador.

Cuando la señal que se introduce en la entrada mediante la red de realimentación se resta con la señal de entrada, haciendo que esta disminuya su valor, nos encontramos ante una **realimentación negativa.** En este caso la ganancia del amplificador realimentado disminuye respecto a la del amplificador sin realimentar.

En el caso de que la señal realimentada se sume a la señal de entrada, el amplificador aumenta la tensión de salida, proporcionando una **realimentación positiva,** lo que hace que la ganancia del amplificador realimentado aumente respecto al no realimentado.

La realimentación que más se utiliza para circuitos con fines amplificadores es la negativa, dejando la realimentación positiva para los osciladores (circuitos capaces de generar una señal alterna en la salida a partir de la alimentación de C.C.; estos circuitos se estudiarán con detenimiento en la Unidad 13).

11.2.2. Ventajas de la realimentación

Por ser la realimentación negativa la utilizada para conseguir efectos beneficiosos en los amplificadores, nos referiremos a ella en este caso. Las ventajas que se obtienen con el uso de la realimentación negativa son:

a) Mejora de la distorsión alineal

Dado que la ganancia de un amplificador depende de las características de sus componentes y que estos no son lineales, se produce una distorsión en la señal de salida del amplificador.

b) Mejora de la distorsión en frecuencia

Al reducir la realimentación negativa la ganancia de un amplificador, esta permanece más estable para un mayor margen de frecuencias, con lo que se consigue aumentar el ancho de banda del amplificador. En la Figura 11.8, se muestra el diagrama de respuesta en frecuencia de un amplificador con realimentación y la del mismo amplificador sin la realimentación. Observa cómo se consigue un ancho de banda más amplio con realimentación ($f_{rc2} - f_{rc1}$) respecto al amplificador sin realimentación ($f_{c2} - f_{c1}$).

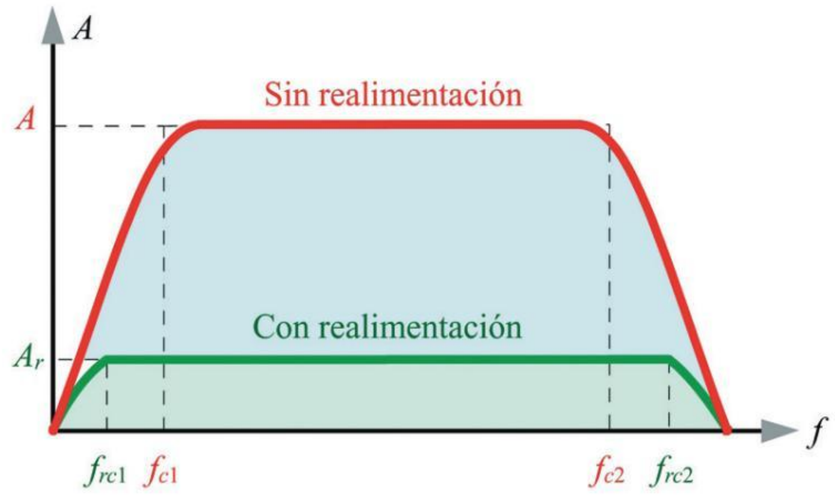


Figura 11.8. Respuesta en frecuencia de un amplificador con realimentación y sin ella.

c) Disminución del ruido

Supongamos que estamos trabajando con un amplificador de audio y que la señal recoge algún ruido (por ejemplo, el proveniente de una fuente de alimentación con rizado excesivo), por lo que dicho ruido aparecerá amplificado en la salida. Con la realimentación negativa, parte de este ruido es realimentado en oposición de fase con la señal de entrada, con lo que se consigue reducir gran parte del ruido introducido.

d) Mejora de las impedancias de salida y entrada

En muchos casos interesa proporcionar al amplificador una impedancia de salida o de entrada adecuada a la aplicación que se va a hacer de él. Así, por ejemplo, un amplificador de audio deberá poseer una baja impedancia de salida en su etapa final; de esta forma podremos entregar la máxima potencia a los altavoces que poseen una impedancia entre 4 y 8 Ω.

© Ediciones Paraninfo

11.3. El amplificador operacional

Una de las grandes aplicaciones que se hace de la realimentación, tanto negativa, como positiva, es en los amplificadores operacionales (AO).

Un amplificador operacional es un ejemplo de un amplificador fabricado con las técnicas de los circuitos integrados. Este tipo de circuito ofrece a los diseñadores unas excelentes características a un precio reducido.

Con el uso de amplificadores operacionales se pueden conseguir grandes ganancias de tensión para aplicaciones de baja potencia, con lo que se puede trabajar en un amplio margen de frecuencias. Las aplicaciones que encuentra este tipo de amplificadores son múltiples: amplificación, filtros, fuentes de alimentación, generadores de señal, comparadores, reguladores de tensión, temporizadores, etcétera.

El AO es un elemento que posee una entrada diferencial, lo que significa que tiene dos entradas en oposición de fase. En la Figura 11.9, se muestra el símbolo que se emplea para representar el AO, junto con uno de los encapsulados típicos en C.I.

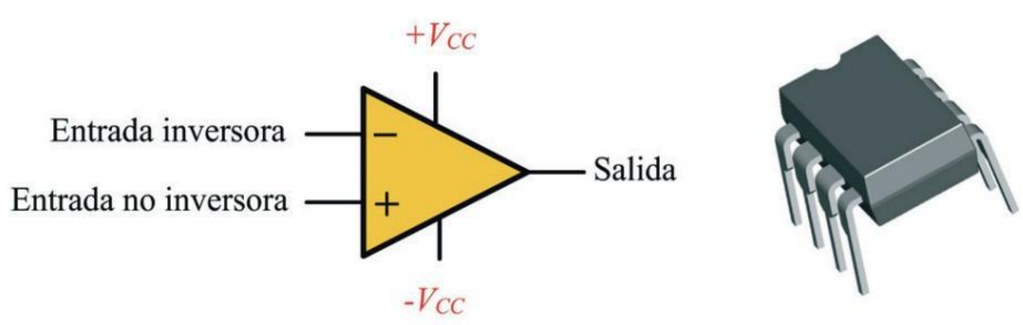


Figura 11.9. Representación esquemática del amplificador operacional y encapsulado.

Si aplicamos una señal a la entrada (–) inversora, obtendremos una señal en la salida en oposición de fase respecto a la aplicada a dicha entrada. Al contrario, si aplicamos la señal a la entrada (+) no inversora, la señal que se obtiene en la salida se mantiene en fase con la de entrada. Por otro lado, si aplicamos una señal entre ambos terminales de entrada, la señal obtenida en la salida es proporcional a la diferencia entre ambas señales.

Un amplificador operacional está compuesto por diferentes etapas, tal como se muestra en el diagrama de bloques de la Figura 11.10.

Figura 11.10. Diagrama de bloques de un amplificador operacional.

La primera etapa consta de un amplificador diferencial; elemento esencial para conseguir que la señal de salida dependa de la diferencia de las señales aplicadas a la entrada. La segunda etapa amplificadora es la que proporciona una alta ganancia. Por último, existe una etapa amplificadora, habitualmente en colector común, que proporciona una baja impedancia de salida. En la Figura 11.11, se puede apreciar los circuitos típicos de un AO.

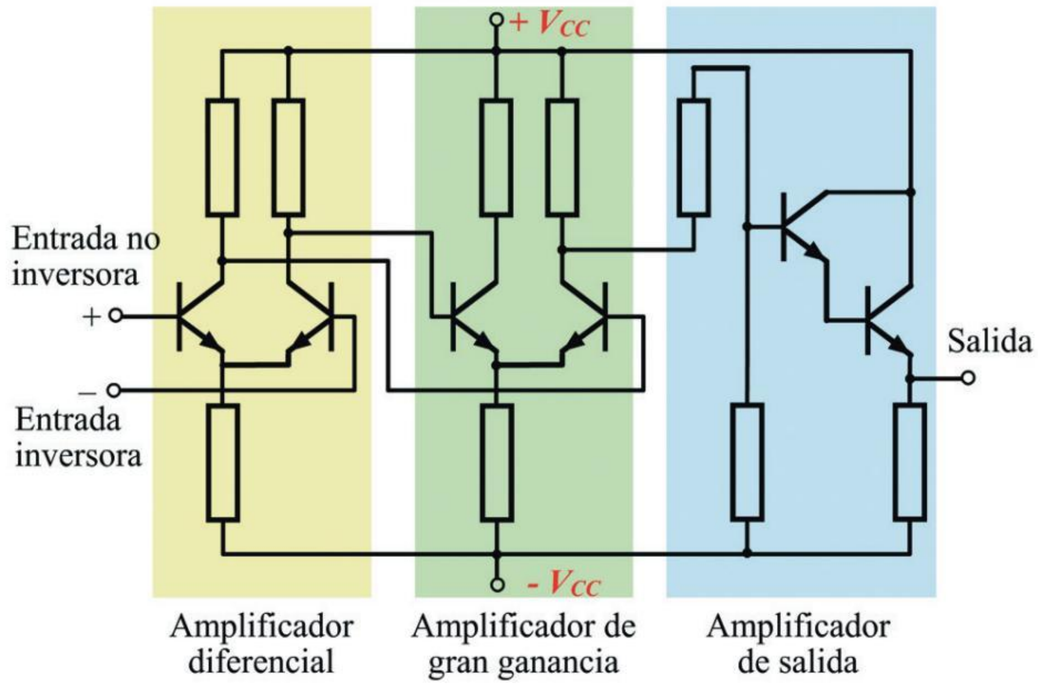


Figura 11.11. Circuitos típicos de un amplificador operacional.

11.3.1. El amplificador diferencial

El amplificador diferencial posee dos entradas y una salida. La señal que se obtiene a su salida es el resultado de la diferencia de las señales que se aplican a las entradas. En cierta forma este amplificador elimina o rechaza las partes comunes de las señales aplicadas a su entrada.

En la Figura 11.12, se muestra el circuito de un amplificador diferencial elemental.

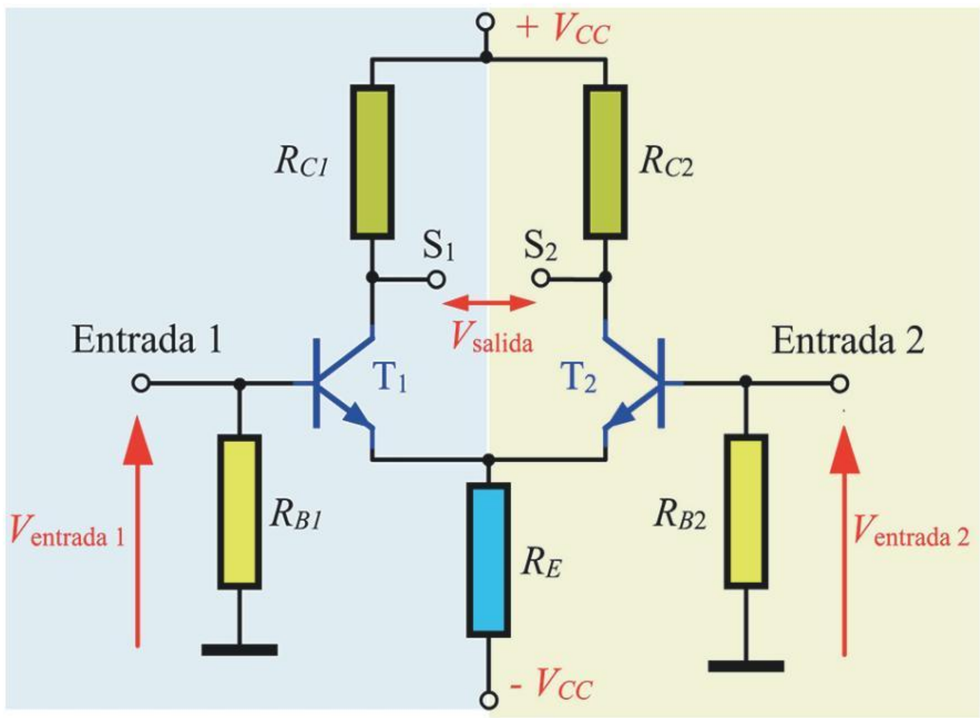


Figura 11.12. Amplificador diferencial.

Para la alimentación del circuito, es necesario utilizar una fuente de alimentación doble que proporcione las tensiones $+V_{CC}$ y $-V_{CC}$ de diferente polaridad y que proporcione una intensidad constante. Los transistores T_1 y T_2 son exactamente iguales y están polarizados en el mismo punto de trabajo.

© Ediciones Paraninfo

La tensión que aparece en la salida (V_{salida}) del amplificador se obtiene de la diferencia de las tensiones de salida V_{s1} y V_{s2} que aparecen en cada uno de los colectores de los transistores T_1 y T_2.

$$V_{salida} = V_{s1} - V_{s2}$$

Dado que la ganancia de los dos transistores es idéntica, en la salida se obtiene una tensión proporcional a la diferencia de las tensiones de entrada.

Ganancia diferencial (A_{dif}): es la que consigue el amplificador, trabajando con la diferencia de señales de entrada. Esta ganancia suele ser muy elevada.

Ganancia en modo común (A_{com}): dado que es imposible construir amplificadores diferenciales que estén perfectamente equilibrados, es posible que aparezca una pequeñísima tensión en la salida, aunque las tensiones de entrada sean exactamente iguales. De esta forma, la ganancia en modo común es la que se produce con las señales que son comunes a las entradas del amplificador operacional. Por supuesto, esta ganancia suele ser muy pequeña.

Rechazo en modo común (CMRR): es evidente que la calidad de un amplificador diferencial será mayor cuanto menor ganancia en modo común posea. Para poder medir el grado de rechazo de las señales de modo común se utiliza el parámetro «rechazo en modo común» que se obtiene de la relación entre la ganancia de tensión diferencial y la ganancia de tensión común. La expresión para calcularla en decibelios quedaría así:

$$\text{CMRR} = 20 \log \frac{A_{dif}}{A_{com}}$$

11.3.2. Características del amplificador operacional

Un amplificador operacional ideal posee unas características muy similares a uno real. Veamos cuáles son estas.

Características de un AO ideal

- Ganancia de tensión infinita.
- Impedancia de entrada infinita.
- Impedancia de salida cero.
- Ancho de banda infinito (responde por igual a todas las frecuencias).
- La señal de salida no se ve alterada por cambios de temperatura.
- Tensión de salida cero en ausencia de tensiones de entrada o lo que es lo mismo factor de rechazo común igual a cero.

Características de un AO real

En un amplificador operacional real estas características se acercan bastante. Para poder conocer con detalle a estas, tendremos que consultar las hojas de especificaciones técnicas que nos facilitan los fabricantes. Seguidamente, explicamos las más significativas, tomando como ejemplo el AO comercial 741C.

Ganancia de tensión en lazo abierto (*Open loop voltaje gain*). Nos indica la ganancia del AO sin el uso de realimentación. Esta ganancia suele variar con la temperatura ambiente y con la frecuencia. Para el AO 741C la ganancia suele estar en torno a 200.000.

Impedancia de entrada (*Input impedance*). El valor de la impedancia de entrada de un AO es muy elevada, así por ejemplo para el 741C tenemos una impedancia de unos 2 MΩ. Esta impedancia tiende a crecer con la frecuencia, por lo que los fabricantes nos facilitan unas gráficas para consultar esta dependencia.

Impedancia de salida (*Ouput impedance*). Este valor suele ser muy bajo.

Ancho de banda (*Frequency response*). El ancho de banda disminuye al aumentar la ganancia de tensión. Así por ejemplo, para el AO 741C el ancho de banda para una ganancia igual a la unidad (0 dB) es de 1 MHz, mientras que para una ganancia de 10.000 (80 dB) se reduce hasta los 100 kHz.

Rechazo en modo común CMRR (*Common-Mode Rejection Ratio*). Esta característica típica de los amplificadores diferenciales mide la capacidad del amplificador de rechazar las señales de modo común que aparecen en la entrada. El AO 741C posee un CMRR de 90 dB, lo que nos indica que el amplificador posee una ganancia 31.625 veces superior para las señales diferenciales que para las de modo común.

Tensión offset de entrada (*Input offset voltage*). A poco desequilibrio que exista en el amplificador diferencial del AO, este presentará una muy débil tensión de salida en ausencia de tensión de entrada. La tensión de offset de entrada es la tensión que hay que aplicar a la entrada para eliminar dicha tensión de salida y hacer que la misma sea cero.

Así, por ejemplo, para el AO 741C la tensión offset de entrada es de 2 mV.

La mayor parte de los AO comerciales llevan incluidos un par de terminales para conectar un circuito de corrección de offset, tal como se indica en la Figura 11.13. Hoy en día existen AO comerciales que corrigen automáticamente este efecto.

© Ediciones Paraninfo

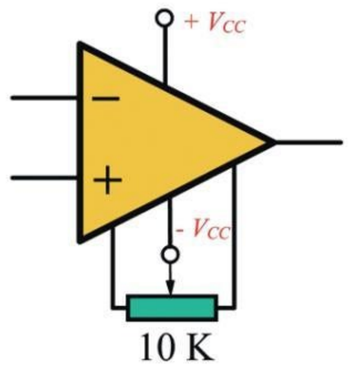


Figura 11.13. AO con circuito de corrección de offset.

Corriente offset de entrada (*Input offset current*). Es la diferencia de corrientes de entrada cuando la tensión de salida es cero. Al igual que la tensión de offset, se produce por los desequilibrios del amplificador diferencial. Para el AO 741C esta corriente es de 20 nA.

Corriente de polarización media de entrada (*Input bias current*). Es la pequeña corriente que necesita el amplificador diferencial para polarizarse. En el AO 741C esta corriente está en torno a los 80 nA. El uso de transistores FET en esta etapa amplificadora reduce sensiblemente estos valores.

Corriente de salida en cortocircuito (*Output short-circuit current*). Es la corriente máxima que puede proporcionar el AO. Para el AO 741 C esta corriente es de 25 mA.

Tensiones de alimentación (*Supply voltage*). Son las tensiones con las que se alimenta al AO. Para el AO 741C estas tensiones son de ±18 V.

Seguidamente, incluimos como ejemplo algunas características más del AO 741C.

Tensión diferencial de entrada (*Differential input voltage*): ±30 V.

Tensión de entrada (*Input voltage range*): ±15 V.

Potencia disipada: (*Power dissipation*): 500 mW.

Rango de temperaturas de funcionamiento (*Operating free-air temperature range*): 0 a 70 °C.

En la Figura 11.14 se muestra, a modo de ejemplo, el aspecto de un AO 741C encapsulado en forma de circuito integrado, con la denominación de todos sus terminales.

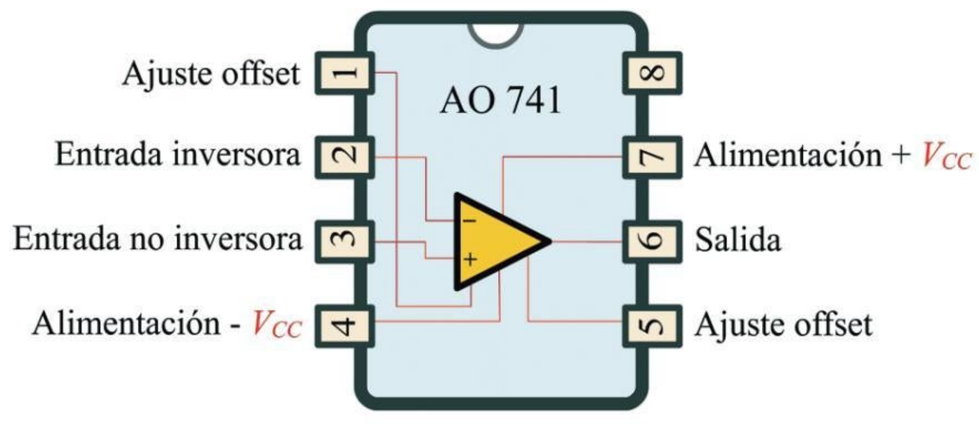


Figura 11.14. Conexiones internas del AO 741C.

A modo de ejemplo, en las Figuras 11.15, 11.16 y 11.17, se muestran unos recortes extraídos de las hojas de características del amplificador operacional comercial LM741C.

Absolute Maximum Ratings

	LM741C
Supply Voltage	±18V
Power Dissipation	500 mW
Differential Input Voltage	±30V
Input Voltage	±15V
Operating Temperature Range	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	−65°C to +150°C
Junction Temperature	100°C

Figura 11.15. Valores máximos para el LM741C.

Electrical Characteristics

Parameter	Conditions	LM741C Min	LM741C Typ	LM741C Max	Units
Input Offset Voltage	T_A = 25°C $R_S \le 10\ k\Omega$ $R_S \le 50\Omega$		2.0	6.0	mV mV
	$T_{AMIN} \le T_A \le T_{AMAX}$ $R_S \le 50\Omega$ $R_S \le 10\ k\Omega$			 7.5	 mV mV
Average Input Offset Voltage Drift					µV/°C
Input Offset Voltage Adjustment Range	T_A = 25°C, V_S = ±20V		±15		mV
Input Offset Current	T_A = 25°C		20	200	nA
	$T_{AMIN} \le T_A \le T_{AMAX}$			300	nA
Average Input Offset Current Drift					nA/°C
Input Bias Current	T_A = 25°C		80	500	nA
	$T_{AMIN} \le T_A \le T_{AMAX}$			0.8	µA
Input Resistance	T_A = 25°C, V_S = ±20V	0.3	2.0		MΩ
	$T_{AMIN} \le T_A \le T_{AMAX}$, V_S = ±20V				MΩ
Input Voltage Range	T_A = 25°C	±12	±13		V
	$T_{AMIN} \le T_A \le T_{AMAX}$				V

Figura 11.16. Características eléctricas del LM741C.

Electrical Characteristics

Parameter	Conditions	LM741C Min	LM741C Typ	LM741C Max	Units
Output Voltage Swing	V_S = ±20V $R_L \ge 10\ k\Omega$ $R_L \ge 2\ k\Omega$				 V V
	V_S = ±15V $R_L \ge 10\ k\Omega$ $R_L \ge 2\ k\Omega$	 ±12 ±10	 ±14 ±13		 V V
Output Short Circuit Current	T_A = 25°C $T_{AMIN} \le T_A \le T_{AMAX}$		25		mA mA
Common-Mode Rejection Ratio	$T_{AMIN} \le T_A \le T_{AMAX}$ $R_S \le 10\ k\Omega$, V_{CM} = ±12V $R_S \le 50\Omega$, V_{CM} = ±12V	 70	 90		 dB dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$T_{AMIN} \le T_A \le T_{AMAX}$, V_S = ±20V to V_S = ±5V $R_S \le 50\Omega$ $R_S \le 10\ k\Omega$	 77	 96		 dB dB
Bandwidth	T_A = 25°C				MHz
Slew Rate	T_A = 25°C, Unity Gain		0.5		V/µs
Supply Current	T_A = 25°C		1.7	2.8	mA

Figura 11.17. Características eléctricas del LM741C (continuación).

© Ediciones Paraninfo

11.4. Realimentación en los amplificadores operacionales

La forma habitual de trabajo de un AO es mediante las técnicas de realimentación negativa, dejando la realimentación positiva para los circuitos en los que se desea generar un estado de oscilación, como es el caso de los generadores de señal.

La ganancia de un amplificador operacional integrado para señales de baja frecuencia es muy elevada, pero muy inestable a los cambios de dicha frecuencia. Por esta razón, conviene disponer de menor ganancia a cambio de una mayor estabilidad dentro de unos límites de frecuencia más grandes. La forma de conseguir esto último es utilizando la realimentación negativa. Esta técnica consiste en tomar una parte de la señal de la salida del amplificador e introducirla de nuevo por la entrada inversora.

En el caso de que la señal de realimentación se introdujese por la entrada no inversora se trataría entonces de una realimentación positiva.

En la Figura 11.18, se muestra la relación existente entre la frecuencia y la ganancia de un amplificador operacional sin realimentación (bucle abierto) y con realimentación negativa (bucle cerrado). En este diagrama se observa cómo, en un AO sin realimentar, la ganancia disminuye drásticamente para frecuencias superiores a 10 Hz, mientras que si hay realimentación, la ganancia se mantiene estable hasta los 100 kHz.

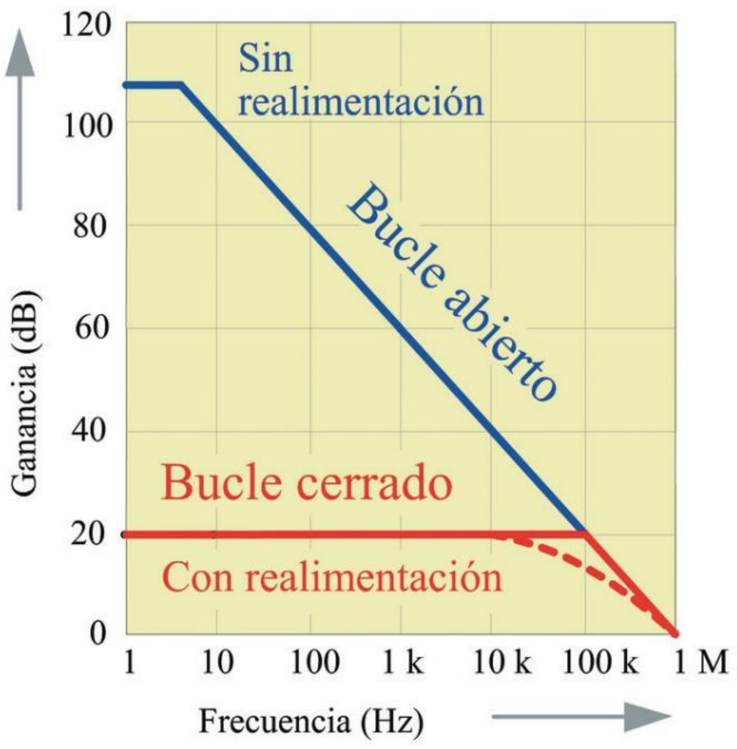


Figura 11.18. Ganancia de una AO con realimentación y sin ella.

Al igual que ocurría con los amplificadores construidos con transistores de unión, existen cuatro técnicas diferentes para la realimentación negativa de un AO.

11.4.1. AO con realimentación no inversora de tensión

En la Figura 11.19 se muestra el circuito correspondiente a esta técnica de realimentación.

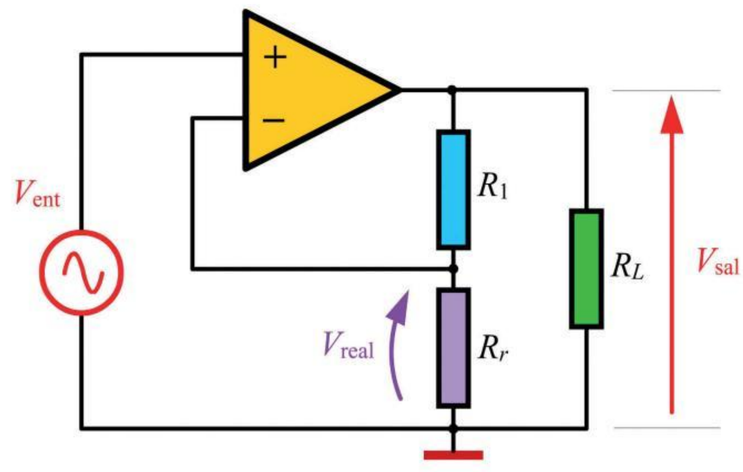


Figura 11.19. AO con realimentación no inversora de tensión.

La señal a amplificar (V_{ent}) se aplica a la entrada no inversora de tensión y la realimentación (V_{real}) se realiza tomando una parte de la tensión de salida (V_{sal}), que es aplicada a la entrada inversora del amplificador operacional. Como se puede apreciar en el circuito de la Figura 11.19, la tensión de realimentación se consigue mediante el divisor de tensión formado por R_1 y R_r, al que se le ha aplicado la tensión de salida. Así, se consigue que la tensión V_{real}, que aparece en los terminales de R_r, sea proporcional a la de salida.

Esta forma de realimentación es una de las más sencillas y con ella se consigue una buena estabilidad, una resistencia de entrada alta y una resistencia de salida baja, lo que le convierte en un sistema muy adecuado para amplificadores lineales.

La ganancia de tensión de un amplificador operacional sin realimentación es bastante elevada. Con la realimentación negativa se consigue estabilizar la ganancia y aumentar el ancho de banda a costa de reducir esta ganancia. La ganancia a bucle cerrado depende en gran manera de la red de realimentación, pudiéndose decir, con bastante aproximación, que:

$$A_{V(LC)} \cong 1 + \frac{R_1}{R_r}$$

Actividad resuelta 11.1

Calcula la ganancia del amplificador operacional de la Figura 11.20. ¿Cuál será la tensión que aparecerá a la salida del amplificador, si se le aplica a la entrada una tensión igual a 1 mV?

© Ediciones Paraninfo

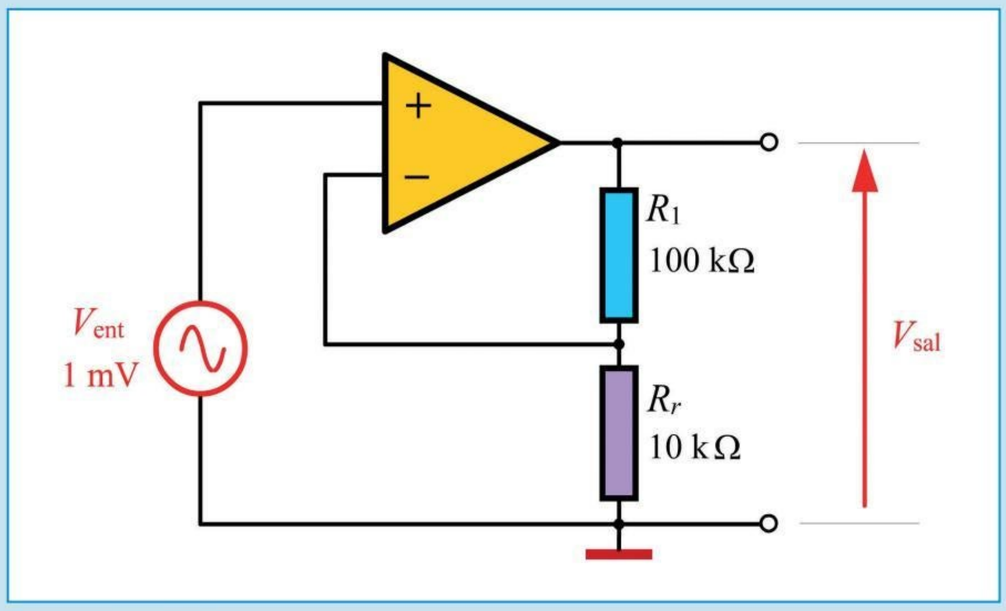


Figura 11.20.

Solución:

La ganancia de un AO con realimentación no inversora de tensión a lazo cerrado es:

$$A_{V(LC)} = 1 + \frac{R_1}{R_r} = 1 + \frac{100}{10} = 101$$

Al aplicar 1 mV a la entrada, obtendremos una tensión de salida igual a:

$$V_{sal} = V_{ent} \cdot A_{V(LC)} = 1 \cdot 101 = 101 \text{ mV}$$

Actividad resuelta 11.2

Se desea calcular el valor que habrá de tener la resistencia de realimentación del circuito amplificador con realimentación no inversora de tensión de la Figura 11.21, si deseamos obtener a la salida una tensión de 10 V cuando apliquemos una señal de entrada de 99 mV.

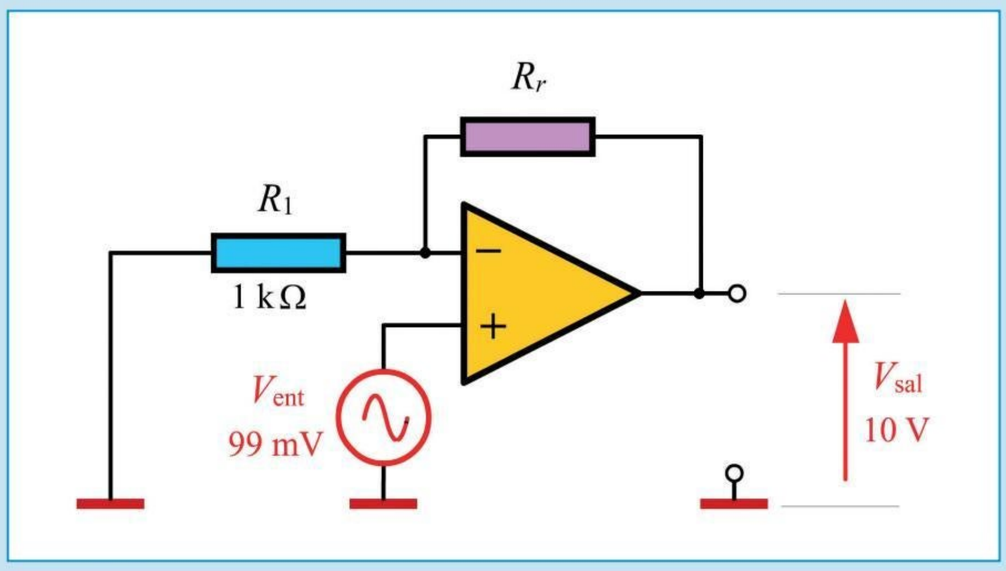


Figura 11.21.

Solución:

Primero calculamos la ganancia de tensión a la que debe trabajar el amplificador:

$$A_{V(LC)} = \frac{V_{sal}}{V_{ent}} = \frac{10}{0{,}099} = 101$$

De la expresión de la ganancia a bucle cerrado expuesta para este amplificador se deduce que la resistencia de realimentación es igual a:

$$R_r = \frac{R_1}{A_{V(LC)} - 1} = \frac{1.000}{101 - 1} = 10\ \Omega$$

11.4.2. AO con realimentación inversora de tensión

En la Figura 11.22, se muestra un amplificador con realimentación inversora de tensión.

La señal a amplificar (V_{ent}) se aplica a la entrada inversora a través de la resistencia R_1, por lo que la señal de salida aparecerá invertida. La resistencia R_r toma una muestra de la tensión de salida y la introduce por la entrada inversora.

Este sistema de realimentación posee una impedancia de entrada bastante baja y por esta razón se le conecta, en serie con el generador de señales, una resistencia R_1 que evita las sobrecargas de este.

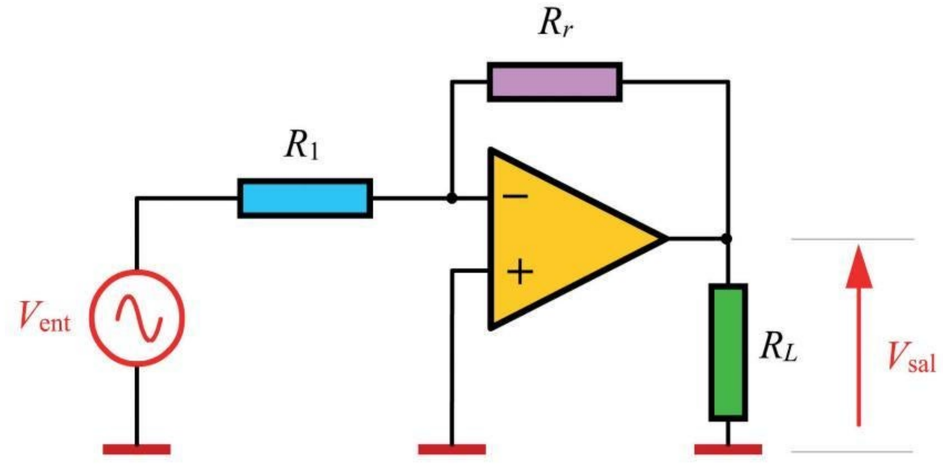


Figura 11.22. AO con realimentación inversora de tensión.

La ganancia de tensión a lazo cerrado está condicionada en este caso por las resistencias R_1 y R_r, de tal forma que se cumple la siguiente relación:

$$A_{V(LC)} = -\frac{R_r}{R_1}$$

El signo negativo indica que existe inversión de fase entre la entrada y la salida.

Actividad resuelta 11.3

Al amplificador de la Figura 11.23, se aplica una tensión de entrada de 10 mV. Calcula la tensión que aparecerá en la resistencia de carga de la salida.

© Ediciones Paraninfo

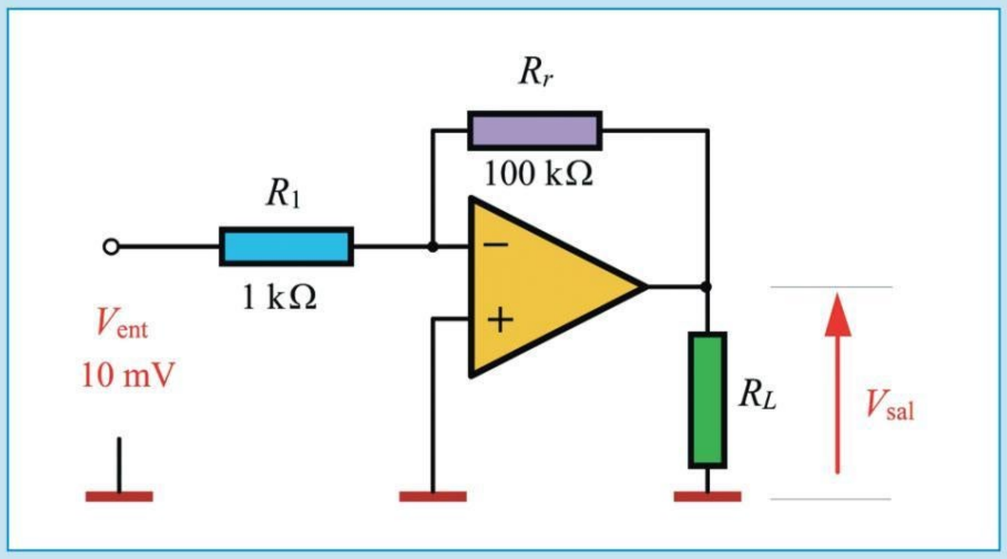


Figura 11.23.

Solución:

La ganancia obtenida con este amplificador será igual a:

$$A_{V(LC)} = -\frac{R_r}{R_1} = -\frac{100}{1} = -100$$

La tensión en la salida será igual a

$$V_{sal} = A_{V(LC)} V_{ent} = -100 \cdot 0{,}01 = -1 \text{ V}$$

Actividad resuelta 11.4

En el amplificador de la Figura 11.24 se mide una tensión a la salida de 5 V. Calcula la tensión que se ha aplicado a su entrada.

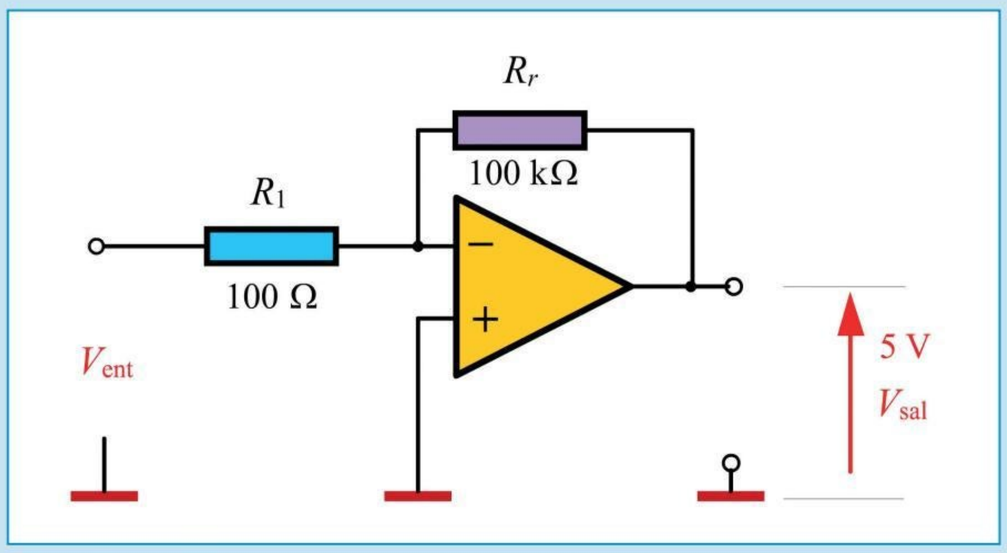


Figura 11.24

Solución:

La ganancia de un AO con realimentación inversora de tensión a lazo cerrado es:

$$A_{V(LC)} = -\frac{R_r}{R_1} = -\frac{100 \cdot 10^3}{100} = -1.000$$

Para obtener 5 mV a la salida, habrá que aplicar a la entrada una tensión igual a:

$$V_{ent} = \frac{V_{sal}}{A_{V(LC)}} = \frac{5}{-1.000} = -0{,}005 \text{ V} = -5 \text{ mV}$$

11.5. Aplicaciones de los amplificadores operacionales

Existe una gran multitud de aplicaciones con amplificadores operacionales, dado que estos poseen unas excelentes prestaciones y resultan muy económicos en la mayor parte de los casos.

Este tipo de amplificadores responde bien a las bajas frecuencias y su ganancia de tensión se puede ajustar, de una forma muy simple, utilizando las técnicas de realimentación negativa. Para aplicaciones en altas frecuencias, ya no son tan eficaces, pero existe una gama especial para estos casos que da muy buenos resultados.

Una de las aplicaciones que poseen los amplificadores operacionales es la de realizar operaciones matemáticas, como la de suma, resta, diferenciación e integración.

11.5.1. Amplificador sumador

Con este circuito se puede construir, por ejemplo, un mezclador de audio. Para ello inyectaríamos a las entradas las señales variables provenientes de micrófonos, lectores de discos, etc.; consiguiendo a la salida del amplificador la mezcla o suma de dichas señales.

En la Figura 11.25, se muestra el esquema de un amplificador sumador, en el que la tensión de salida (V_{sal}) proporcionada por el circuito resulta ser proporcional a la suma de las tensiones aplicadas a la entrada ($V_{ent\ 1}$, $V_{ent\ 2}$).

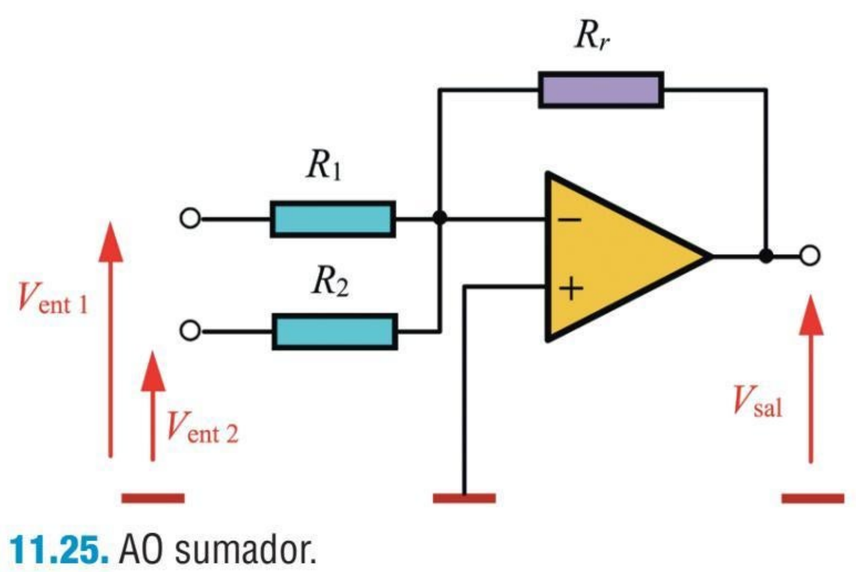


Figura 11.25. AO sumador.

Si observamos detenidamente el circuito, se puede apreciar que este está formado por un amplificador inversor por cada una de las entradas. En este caso se cumple la expresión:

$$V_{sal} = -\left(V_{ent\ 1}\frac{R_r}{R_1} + V_{ent\ 2}\frac{R_r}{R_2}\right)$$

En el caso de que las dos resistencias de la entrada sean iguales ($R_1 = R_2 = R$), tendremos que:

$$V_{sal} = -\frac{R_r}{R}(V_{ent\ 1} + V_{ent\ 2})$$

© Ediciones Paraninfo

Así, por ejemplo, para construir un mezclador de señales de audio, sustituiríamos las resistencias fijas de entrada R_1 y R_2 por potenciómetros, consiguiendo así diferentes ganancias para cada una de las señales de entrada.

11.5.2. Amplificador restador

En el circuito de la Figura 11.26, se consigue que la tensión de salida sea proporcional a la resta de las tensiones aplicadas a la entrada.

En este caso la tensión de salida cumple la siguiente expresión:

$$V_{sal} = \frac{R_x}{R_2 + R_x} \cdot \frac{R_1 + R_r}{R_1} \cdot V_{ent\ 2} - \frac{R_r}{R_1} \cdot V_{ent\ 1}$$

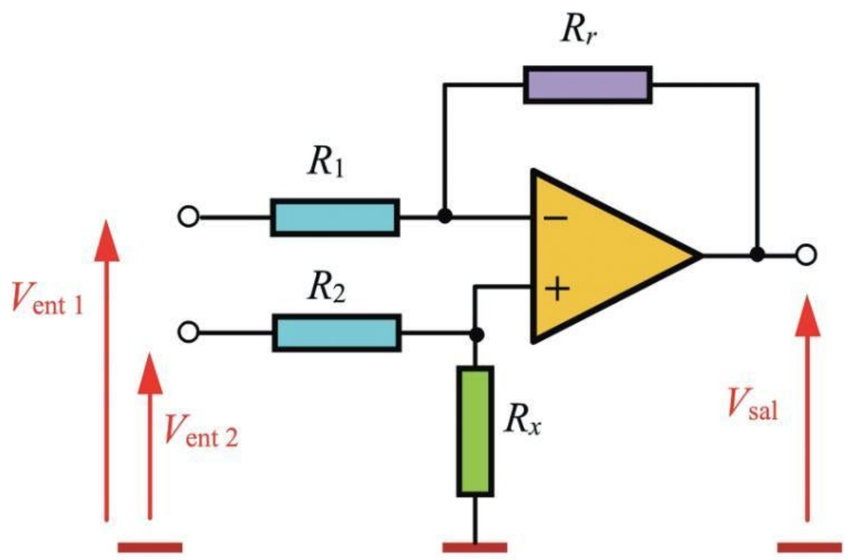


Figura 11.26. AO restador.

Si hacemos que se igualen las resistencias: $R_1 = R_2$ y $R_x = R_r$, tendremos que:

$$V_{sal} = \frac{R_r}{R_1} + (V_{ent\ 2} - V_{ent\ 1})$$

Donde se consigue que la señal de salida sea proporcional a la diferencia de las señales de entrada.

¿Qué habría que hacer para conseguir que esta proporción sea igual a la unidad?

11.5.3. Comparadores

Este tipo de circuitos construidos a partir de amplificadores operacionales, como el de la Figura 11.27, consigue establecer una comparación entre una tensión de entrada (V_{ent}) y una tensión de referencia (V_{ref}) que fijamos con el divisor de tensión formado por las resistencias R_1 y R_2:

$$V_{ref} = V_{cc} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

En este circuito se cumple que, cuando la tensión de entrada es superior a la de referencia que hemos fijado, la tensión de salida se hace máxima ($+V_{máx}$) (entre uno y dos voltios inferior a la tensión de alimentación V_{cc}). En este caso se dice que el amplificador se ha saturado. Para tensiones de entrada inferiores a la de referencia, en la salida del amplificador se presenta una tensión cercana a la tensión negativa de la alimentación ($-V_{máx}$).

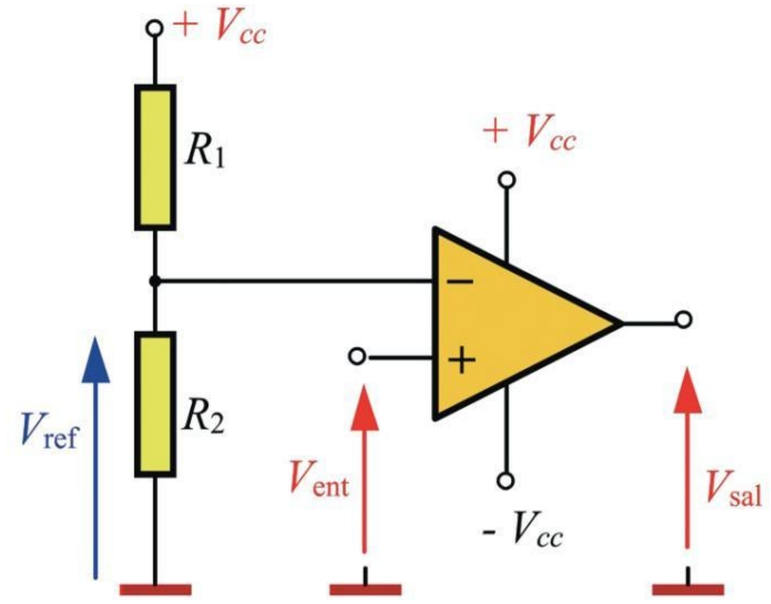


Figura 11.27. AO comparador.

La razón por la que esto ocurre es porque el amplificador operacional produce a su salida una tensión amplificada, que es proporcional la diferencia entre la tensión de entrada y la de referencia. Dado que el amplificador no dispone de realimentación negativa, la ganancia del mismo es tan alta que, a poca que sea la tensión diferencial a la entrada, esta produce una tensión tan elevada a la salida que tiende a saturar el amplificador, proporcionando una tensión muy próxima a la de alimentación.

Actividad resuelta 11.5

Se desea diseñar un circuito que active de forma automática el motor de un ventilador de refrigeración para una placa electrónica, de tal forma que se active solamente cuando la temperatura ascienda por encima de los 25 °C.

Para conseguirlo se va a utilizar el circuito comparador con AO de la Figura 11.28.

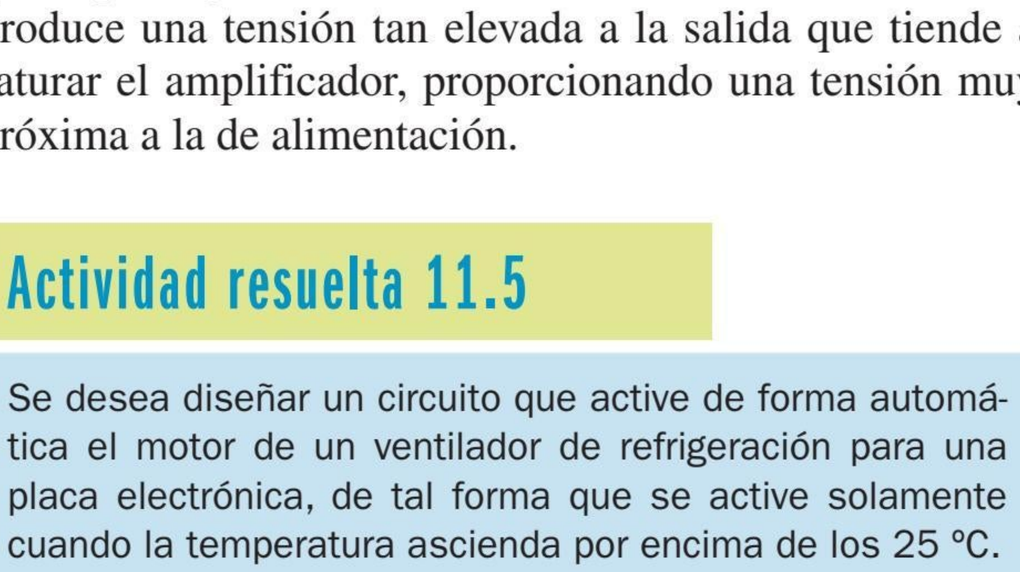


Figura 11.28.

© Ediciones Paraninfo

Como sensor de temperatura se va a utilizar un termistor NTC, cuya curva característica facilitada por su fabricante se muestra en la Figura 11.29.

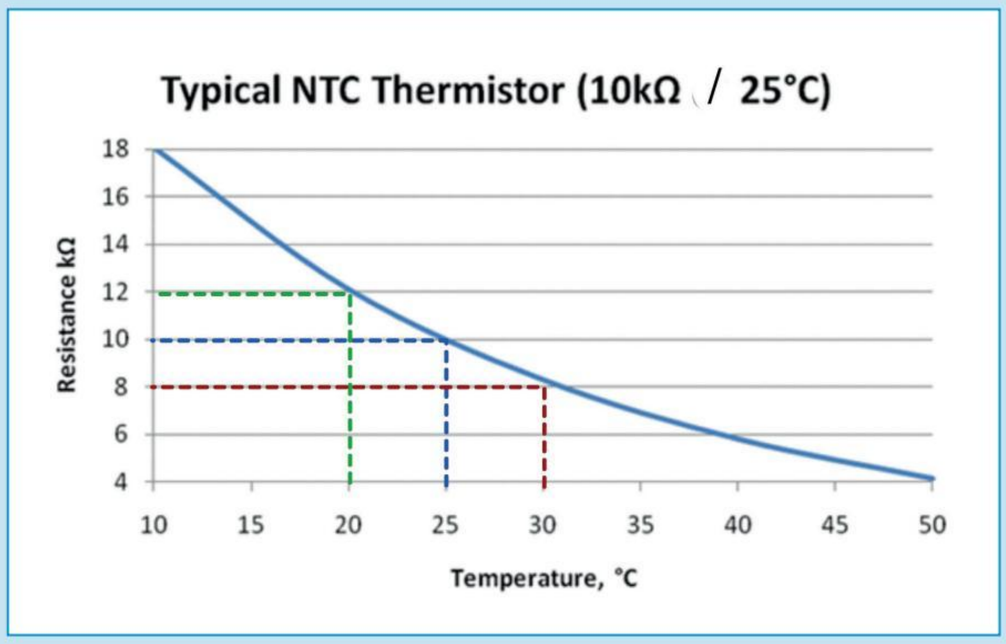


Figura 11.29.

Se trata de explicar su funcionamiento y analizar cómo actúa para unas temperaturas de 20 °C y 30 °C.

Solución:

La tensión de referencia del comparador con AO aplicada a la entrada no inversora (+) la proporciona el divisor de tensión formado por R_1 y R_2; como estas dos resistencias son iguales, la tensión de alimentación de 12 V quedará dividida por igual entre las dos, dando un resultado de 6 V.

La tensión por la entrada inversora (–) será la del termistor NTC, que forma parte de otro divisor de tensión junto a R_3.

- Para una temperatura de 30 °C, según la curva de la Figura 11.29, la NTC alcanza un valor óhmico de 8 kΩ.

  La tensión en la NTC será entonces:

$$V_{NTC} = V_{CC} \cdot \frac{R_{NTC}}{R_{NTC} + R_3} = 12 \cdot \frac{8}{8 + 10} = 5{,}33 \text{ V}$$

  De esta forma la tensión diferencial entre la entrada no inversora e inversora será de:

$$V_{dif} = V_{ent+} - V_{ent-} = 6 - 5{,}33 = +0{,}67 \text{ V}$$

  Dado que en este circuito el AO carece de realimentación negativa, la ganancia del mismo es muy alta, y produce una tensión de saturación a la salida del amplificador cercana a la de alimentación ($+V_{CC}$) (en torno a 10 u 11 V).

  Al estar la salida del AO conectada directamente al graduador de un transistor MOSFET de enriquecimiento (Figura 11.28), este entrará en saturación, cerrando el circuito del motor y poniendo en marcha el ventilador.

- Para una temperatura de 20 °C, la NTC alcanza un valor óhmico de 12 kΩ:

$$V_{NTC} = V_{CC} \cdot \frac{R_{NTC}}{R_{NTC} + R_3} = 12 \cdot \frac{12}{12 + 10} = 6{,}55 \text{ V}$$

La tensión diferencial entre la entrada no inversora y la inversora será ahora de:

$$V_{dif} = V_{ent+} - V_{ent-} = 6 - 6{,}55 = -0{,}55 \text{ V}$$

En este caso, el AO conectado en lazo abierto tenderá a saturar la salida hacia la tensión de alimentación negativa. Como el AO está conectado a masa por su alimentación ($-V_{CC}$), la tensión de salida proporcionada por el AO será igual a la de masa, es decir 0 V, e insuficiente para activar el MOSFET, que entrará en modo de corte, y desconectará el motor del ventilador.

En resumen, para temperaturas por debajo de 25 °C, la NTC aumenta su valor por encima de los 10 kΩ y proporciona una tensión a la entrada inversora (–) superior a los 6 V de referencia conectados a la entrada no inversora (+), saturando la salida hacia la tensión de alimentación negativa, y desactivando el transistor y el ventilador. Para temperaturas superiores a 25 °C, ocurre los contrario, la NTC baja su valor y proporciona una tensión a la entrada inversora (–) inferior a la de la no inversora (+), saturando la salida hacia + V_{CC}, y activando el transistor y el ventilador.

11.5.4. Filtros activos

Estos circuitos son capaces de constituir una barrera para determinadas frecuencias, dejando pasar la señal de la gama de frecuencias que nos interese y eliminando o atenuando el resto. Si estos filtros los constituimos con componentes pasivos (resistencias, bobinas y condensadores) la señal de salida obtenida en los mismos será siempre inferior a la de entrada. Con los filtros activos, construidos a partir de amplificadores operacionales, podemos conseguir aumentar con una cierta ganancia la señal de salida una vez filtrada.

Una aplicación típica de estos circuitos son los filtros que se colocan entre la salida de los amplificadores de audio y los altavoces. Estos filtros se diseñan para que solo dejen pasar a los altavoces la gama de frecuencias para la que responden adecuadamente, con lo que se elimina el resto. Así, podríamos tener altavoces especializados en tonos graves, agudos, medios, etcétera.

Existen tres tipos de filtros:

Filtro paso bajo: este filtro solo deja pasar las señales de una frecuencia que sea inferior a una de referencia marcada, denominada «frecuencia de corte» (f_c), tal como se muestra en la característica de transferencia de la Figura 11.30.

En la Figura 11.31, se muestra el circuito de un filtro de paso bajo con amplificador operacional.

En este circuito se ha utilizado el montaje típico de un amplificador no inversor, al que se le ha conectado un circuito con una resistencia R y un condensador C (RC) a la entrada no inversora.

© Ediciones Paraninfo

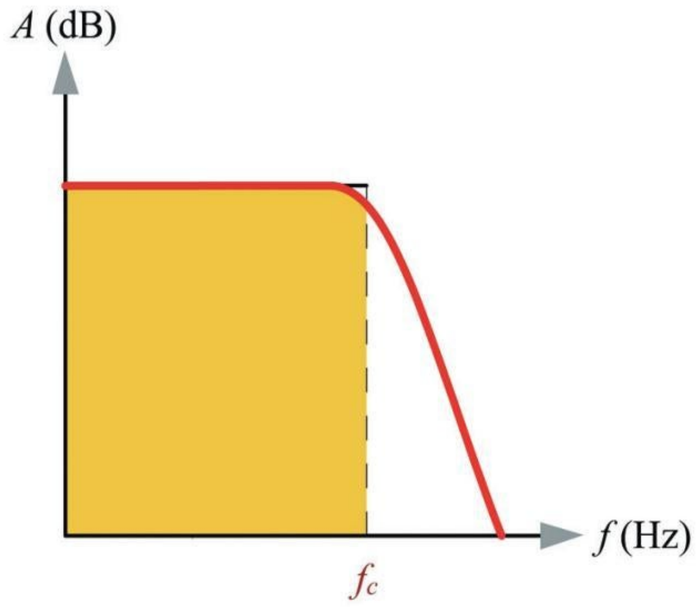


Figura 11.30. Característica de transferencia de filtro paso bajo.

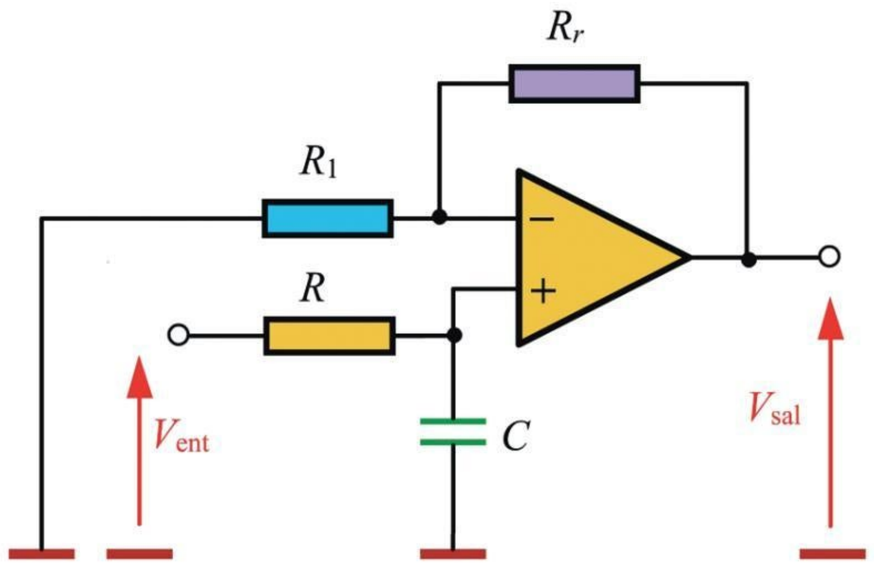


Figura 11.31. Filtro paso bajo con AO.

Para señales de entrada cuya frecuencia sea muy baja, la reactancia X_C del condensador se hace muy elevada ($X_C = 1/2\pi fC$) si la comparamos con el valor de R, por lo que prácticamente toda la señal de entrada aparece entre los terminales de C, con lo que se obtiene a la salida del amplificador una señal alta (obsérvese que el condensador está conectado directamente a la entrada no inversora del AO). Por el contrario, si la frecuencia es alta, la reactancia del condensador se hace muy baja y, por tanto, la tensión en este elemento se reduce drásticamente y, con ella, la tensión de salida del amplificador.

El valor de la frecuencia de corte (f_c) se establece cuando se igualan la reactancia del condensador X_C con el valor óhmico de la resistencia R.

$X_C = R$, de donde resulta que:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

Actividad resuelta 11.6

A partir del circuito de la Figura 11.31, se desea diseñar un filtro de paso bajo para una frecuencia de corte superior de 1 kHz. Calcula el valor de R para un condensador C de 10 nF.

Solución:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \rightarrow R = \frac{1}{2\pi f_c C} =$$

$$= \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1.000 \cdot 10 \cdot 10^{-9}} = 15.915\ \Omega$$

Filtro paso alto: este filtro se caracteriza porque solo deja pasar las señales de una frecuencia superior a la de corte, tal como se muestra en la característica de transferencia de la Figura 11.32.

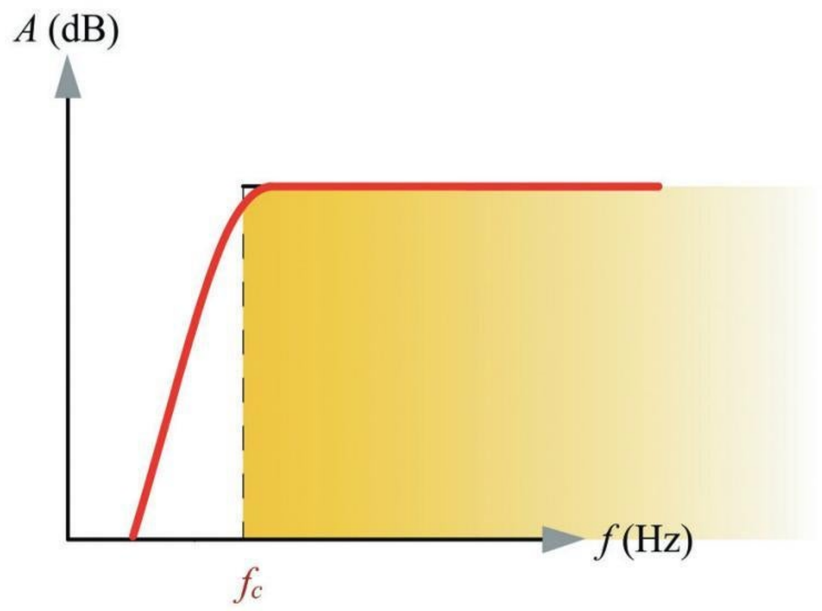


Figura 11.32. Característica de transferencia de filtro de paso alto.

En este caso se ha invertido la posición del condensador y la resistencia conectada a la entrada no inversora, tal como se muestra en el circuito de la Figura 11.33.

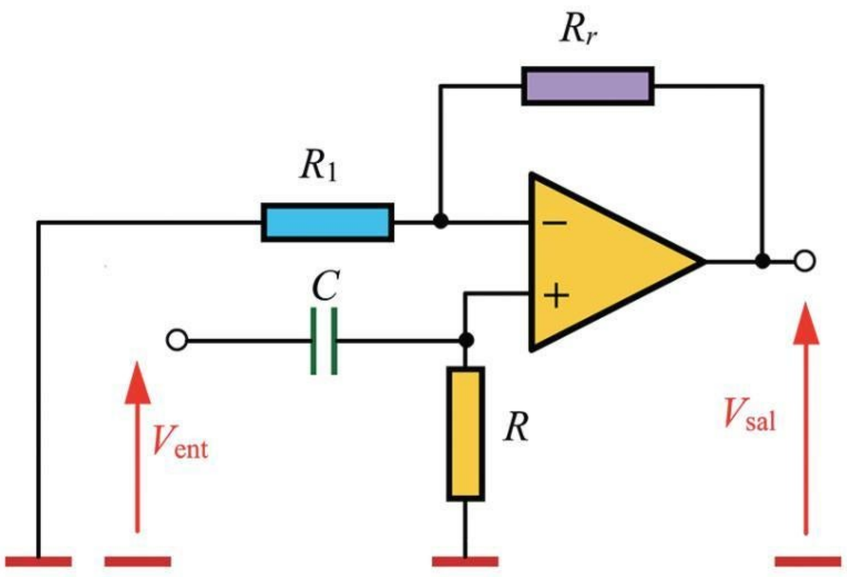


Figura 11.33. Filtro paso alto con AO.

Aplicando el mismo razonamiento que para el filtro de paso bajo, ahora el condensador actúa como un cortocircuito para las señales de entrada de alta frecuencia. Sin embargo, para las frecuencias inferiores a la de corte, la reactancia se hace muy elevada, por lo que la señal aplicada a la entrada queda bloqueada por este. La frecuencia de corte se calcula exactamente igual que en filtro de paso bajo.

© Ediciones Paraninfo

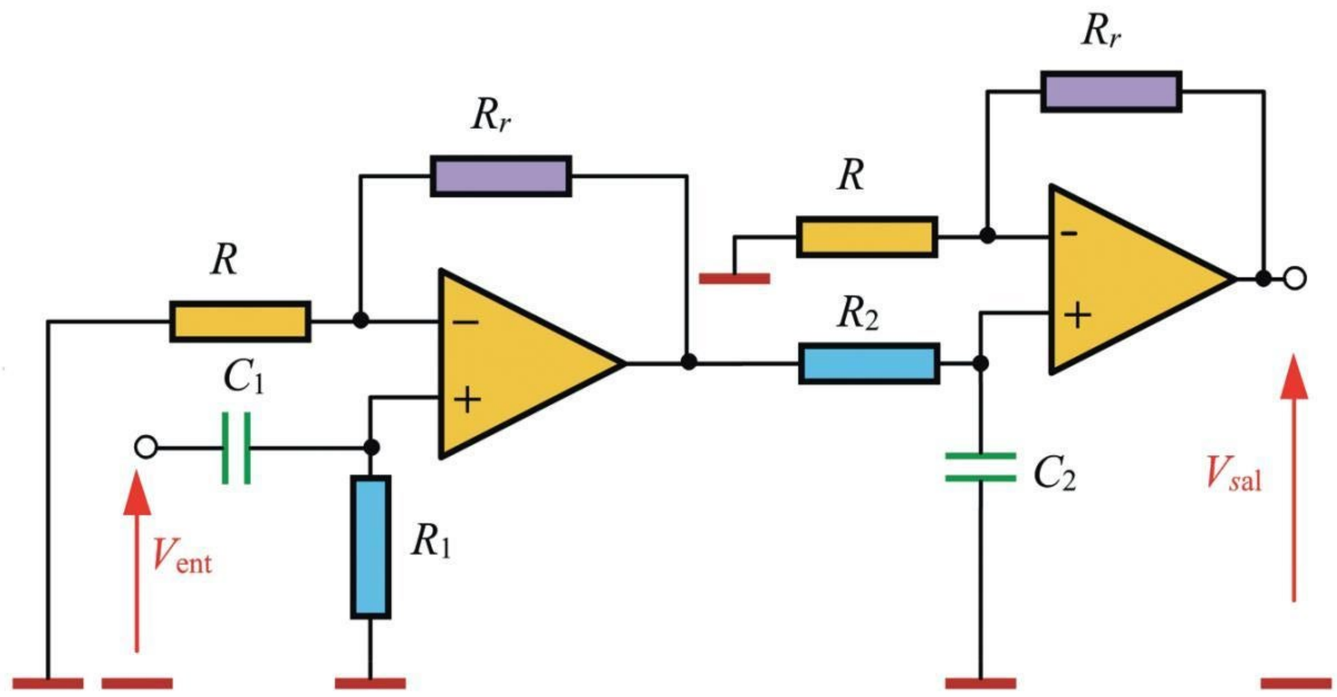


Figura 11.34. Filtro paso banda con AO.

Actividad resuelta 11.7

A partir del circuito de la Figura 11.33, diseña un filtro de paso alto para una frecuencia de corte inferior de 50 kHz. Calcula el valor de *R* para un condensador *C* de 10 nF.

Solución:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \rightarrow R = \frac{1}{2\pi f_c C} =$$

$$= \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-9}} = 318\ \Omega$$

Filtro paso banda: el filtro paso banda se construye con una combinación del filtro paso alto y el filtro paso bajo como el de la Figura 11.34.

Aquí se consigue que solo aparezcan en la salida las señales de entrada que estén comprendidas entre la frecuencia de corte inferior (f_{c1}) y la superior (f_{c2}), tal como se muestra en la característica de transferencia de la Figura 11.35.

La frecuencia de corte inferior f_{c1} se calcula como siempre, pero teniendo en cuenta los valores de R_1 y C_1. De igual forma se calcula la superior f_{c2} con los valores de R_2 y C_2.

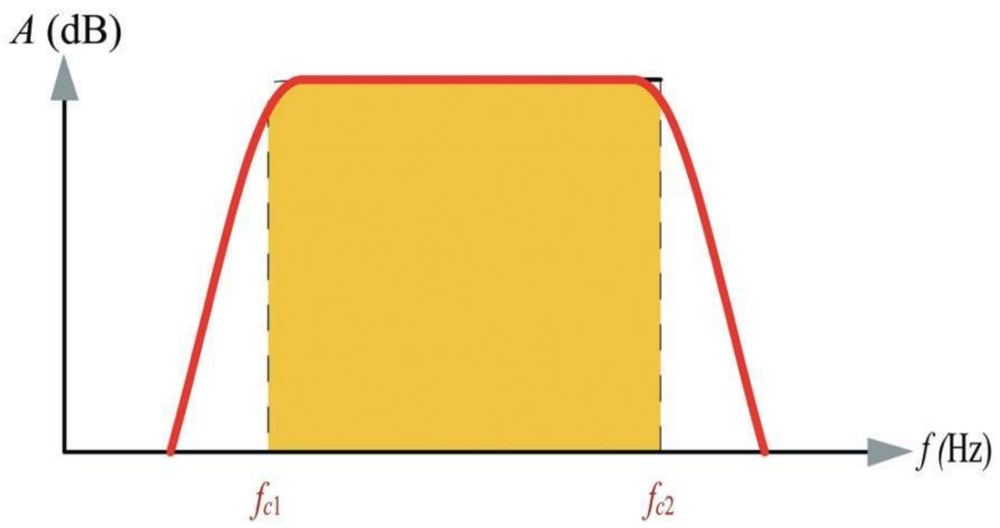


Figura 11.35. Característica de transferencia de un filtro de paso banda.

Actividad resuelta 11.8

A un filtro de paso banda, como el de la Figura 11.34, se le aplica una señal de audio a su entrada con una gama de frecuencias que va desde los 2 Hz hasta los 20 kHz. Se desea aplicar la señal a unos altavoces para que se realce el sonido de los tonos bajos. ¿Qué valor deberán poseer las redes RC del filtro, si queremos que el altavoz realce los tonos entre 25 Hz y 100 Hz?

Solución:

Para el paso alto, la frecuencia de corte debe estar en 25 Hz.

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \rightarrow R_1 C_1 = \frac{1}{2\pi f_{c1}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 25} = 6{,}37 \cdot 10^{-3}$$

Si tomamos para el condensador C_1 una capacidad de 1 µF, tendremos que:

$$R_1 = \frac{6{,}37 \cdot 10^{-3}}{C_1} = \frac{6{,}37 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-6}} = 6.370\ \Omega$$

Para el paso bajo la frecuencia de corte está en 100 Hz:

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \rightarrow R_2 C_2 = \frac{1}{2\pi f_{c2}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 100} = 1{,}59 \cdot 10^{-3}$$

Para una capacidad de C_2 = 1 µF, tendremos que:

$$R_2 = \frac{1{,}59 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-6}} = 1.590\ \Omega$$

11.5.5. Amplificadores integradores y diferenciadores

Con los AO se pueden construir circuitos que realicen las operaciones matemáticas de integral y derivada. Este tipo de circuitos proporciona a su salida una señal no lineal respecto a la entrada, por lo que pueden ser muy útiles para la generación de señales.

© Ediciones Paraninfo

Integrador

En la Figura 11.36, se muestra el circuito de un integrador con AO, donde se ha sustituido la resistencia de realimentación en un amplificador no inversor por un condensador C. Aquí se cumple que la tensión de salida es proporcional a la integral de la tensión de entrada:

$$v_{sal} = -\frac{1}{RC}\int_0^t v_{ent}\, dt$$

Así, por ejemplo, si la tensión que aplicamos a la entrada fuese constante, la tensión que obtenemos a la salida, una vez realizada la operación matemática de integración, sería la siguiente:

$$v_{sal} = -\frac{V_{ent}}{RC}\, t$$

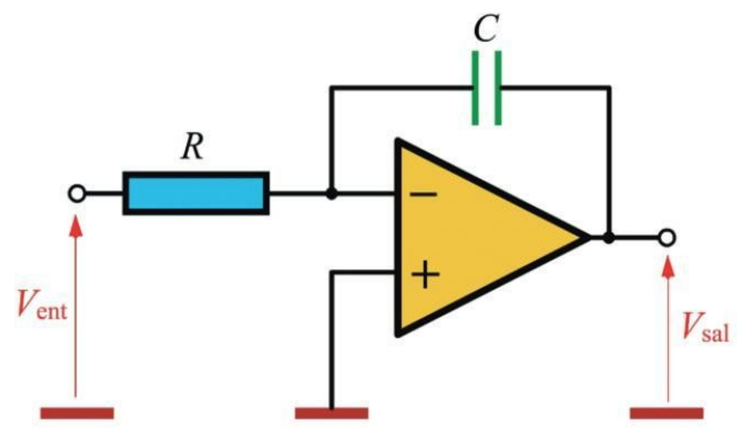


Figura 11.36. AO integrador.

Lo que nos indica que para una señal de entrada constante, como la de la Figura 11.37(a), la señal de salida que se obtiene es una rampa como la de la Figura 11.37(b). De aquí se deduce que el integrador se puede utilizar como generador de señales en rampa y triangulares.

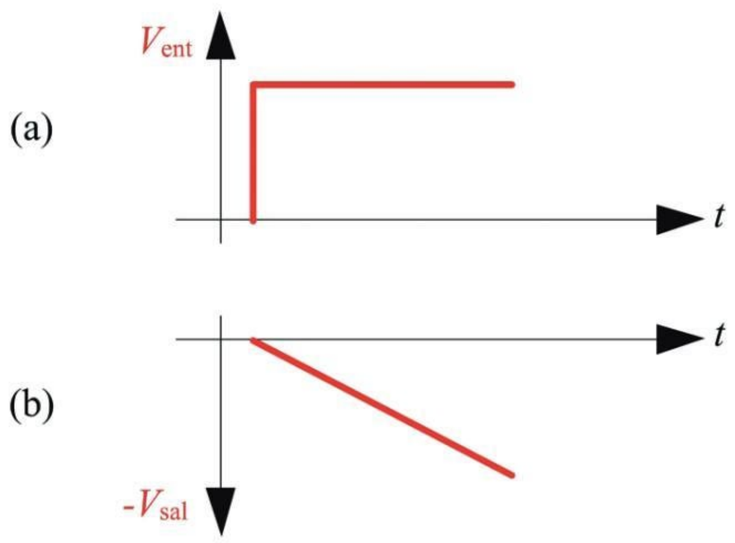


Figura 11.37. Respuesta de un integrador a una señal de entrada constante.

Diferenciador

En este circuito se conecta el condensador a la entrada no inversora, tal como se observa en la Figura 11.38. En este circuito la tensión de salida es proporcional a la derivada de la tensión de entrada:

$$v_{sal} = -RC\frac{dV_{ent}}{dt}$$

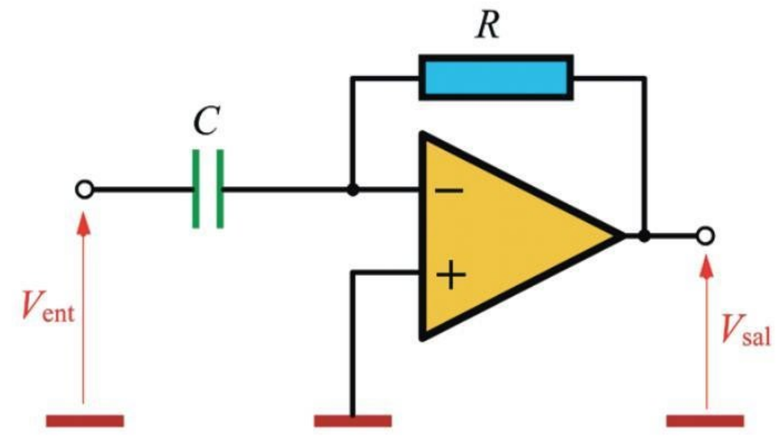


Figura 11.38. AO diferenciador.

Así, por ejemplo, si la tensión que aplicamos a la entrada fuese proporcional al tiempo (forma de rampa), la tensión que obtenemos a la salida, una vez realizada la operación matemática de derivación, sería la siguiente:

$$v_{sal} = -RCV_{ent}$$

Por lo que para una señal de entrada en rampa, como la de la Figura 11.39(a), la señal de salida que se obtiene es un escalón como el de la Figura 11.39(b). En conclusión, con el diferenciador se pueden generar señales rectangulares a partir de señales en rampa.

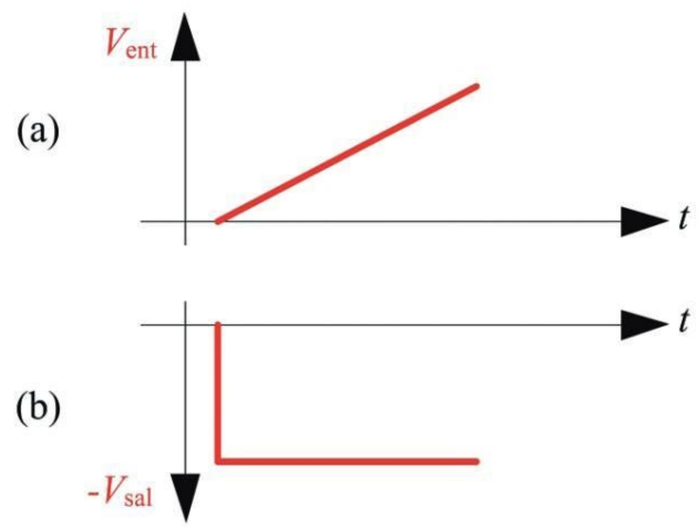


Figura 11.39. Respuesta de un diferenciador para una señal de entrada en rampa.

11.5.6. Controlador PID con amplificadores operacionales

Una de las aplicaciones de gran utilidad que se puede realizar con los amplificadores operacionales es la construcción de controladores analógicos para la regulación de procesos industriales.

Nos referimos al regulador **PID,** que se refiere a las acciones de salida de un regulador **P**roporcional, **I**ntegral y **D**erivativo.

Se trata de conseguir que un sistema sea capaz de controlar y mantener una determinada magnitud física, como temperatura, presión, caudal, velocidad, etc., a un cierto valor prefijado.

Vamos a poner como ejemplo el sistema de **control de velocidad de crucero** de un automóvil (Figura 11.40). El

© Ediciones Paraninfo

conductor selecciona una cierta velocidad, y el sistema se hace con el acelerador, que se acciona automáticamente para conseguir alcanzar y mantener la velocidad seleccionada. Esto se tiene que realizar de forma continua y se debe adaptar a los diferentes desniveles de la vía.

Al fijar la velocidad seleccionada, se obtiene una señal de control con una tensión proporcional a la velocidad que deseamos ir. El velocímetro del automóvil proporciona, a su vez, una señal de control, cuya tensión será proporcional a la velocidad a la que estamos yendo.

Se trata de obtener una señal de control de salida del regulador, que sea la diferencia entre la señal proporcionada por el selector manual de velocidad accionado por el usuario, y la proporcionada por el velocímetro del vehículo. Esta señal de control la podemos obtener utilizando el amplificador operacional como restador. A su salida se consigue una tensión que será **proporcional** a la diferencia entre la velocidad a la que vamos, que mide el velocímetro, y la velocidad que deseamos ir. Esta tensión de salida será la que haga que el acelerador se active con mayor o menor intensidad, de tal forma que si el vehículo va muy lento respecto a la velocidad preseleccionada, el acelerador aumentará su acción.

El problema es que según nos acercamos a la velocidad prefijada, la salida del regulador tiende a hacerse tan pequeña que el acelerador no es capaz nunca de alcanzar la velocidad de crucero. Para evitar estos problemas, se utilizan señales de control que realicen la **integral** y la **derivada** de la tensión **proporcional** obtenida por el restador. Estos circuitos se pueden implementar con el amplificador operacional conectado como integrador y diferenciador.

Por resumir, a la salida del integrador se consigue una tensión que no deja de crecer en el tiempo mientras no se alcance la velocidad de crucero, evitando así los problemas derivados del uso exclusivo de la acción Proporcional.

El derivador proporciona una señal de salida de control que dependerá exclusivamente de la velocidad de cambio de la magnitud a controlar. De tal forma que si, por ejemplo, el vehículo pierde velocidad bruscamente debido a una pendiente ascendente, el sistema diferencial captará este rápido descenso de velocidad, e intensificará la señal de salida del acelerador.

En la actualidad se emplean controladores PID de tipo digital. Todo el fundamento es el mismo, pero las señales de medida y control son digitales, y las acciones Proporcional, Integral y Derivativa se consiguen con procesadores digitales.

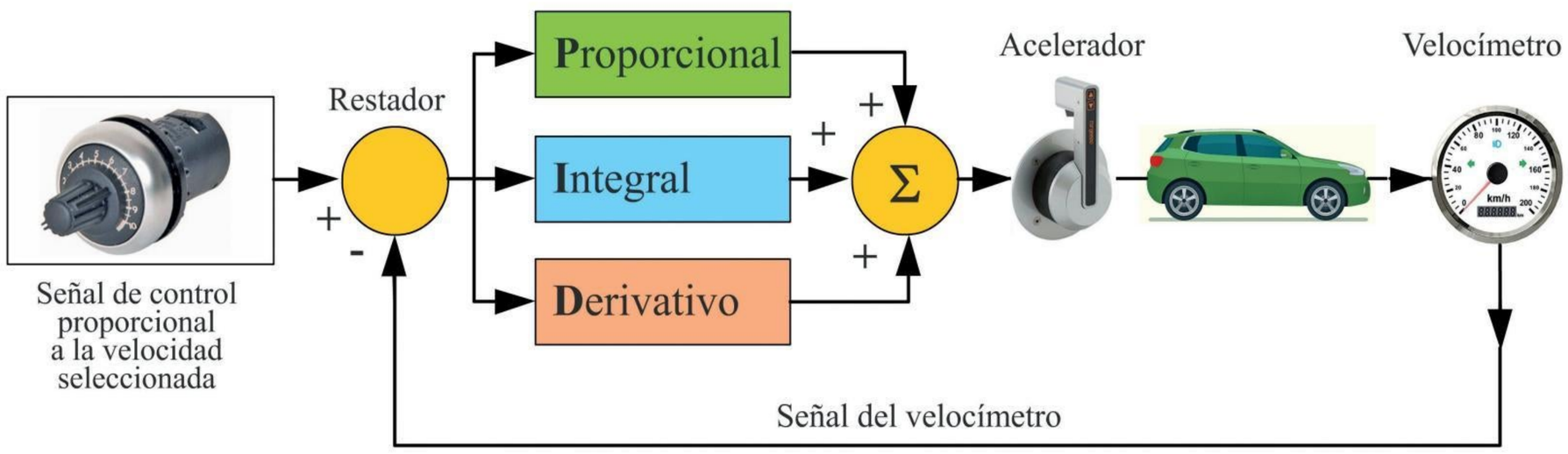


Figura 11.40. Controlador PID para el control de la velocidad de crucero de un coche.

© Ediciones Paraninfo

Prácticas de laboratorio

11.1. Análisis de un AO con realimentación inversora de tensión. Mediante este ejercicio práctico se pretende comprobar experimentalmente la dependencia de la ganancia del amplificador operacional comercial 741 al conectar una red de realimentación, así como comprobar su ancho de banda.

El circuito con el que realizaremos las comprobaciones es el de la Figura 11.41.

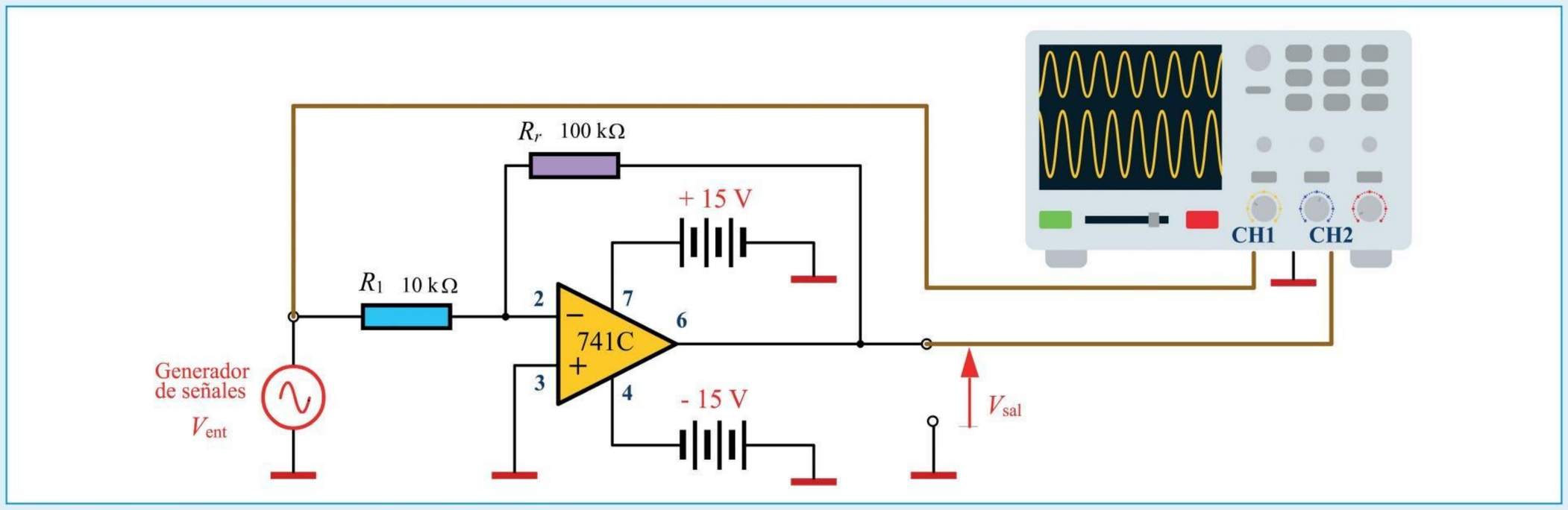


Figura 11.41. Circuito para el análisis de un AO.

a) Para comenzar, monta el circuito de la Figura 11.41 en el entrenador didáctico, reservando un lugar para colocar diferentes valores óhmicos a la resistencia R_1 de 1/2 W.

b) Sitúa una resistencia $R_1 = 10\ k\Omega$; conecta el canal B de un osciloscopio a la salida del amplificador operacional y el canal A a la entrada.

c) Mediante un generador de señales, introduce una señal senoidal de 1 kHz y de 10 mV de tal forma que no llegue a generar distorsión en la salida. Dibuja los oscilogramas correspondientes a la señal de salida y entrada, determinando la ganancia obtenida por el AO con los valores pico a pico. Compara este valor con el calculado teóricamente ($A_{V(LC)} = -R_r/R_1$).

La ganancia y la tensión de salida para este amplificador sería de:

$$A_{V(LC)} = -\frac{R_r}{R_1} = \frac{100}{10} = 10 \qquad V_{sal} = A_{V(LC)} V_{ent} = 10 \cdot 10 = 100\ mV$$

En la Figura 11.42 se muestran las señales obtenidas en la pantalla del osciloscopio. Observa cómo la tensión de salida queda invertida en relación con la de salida.

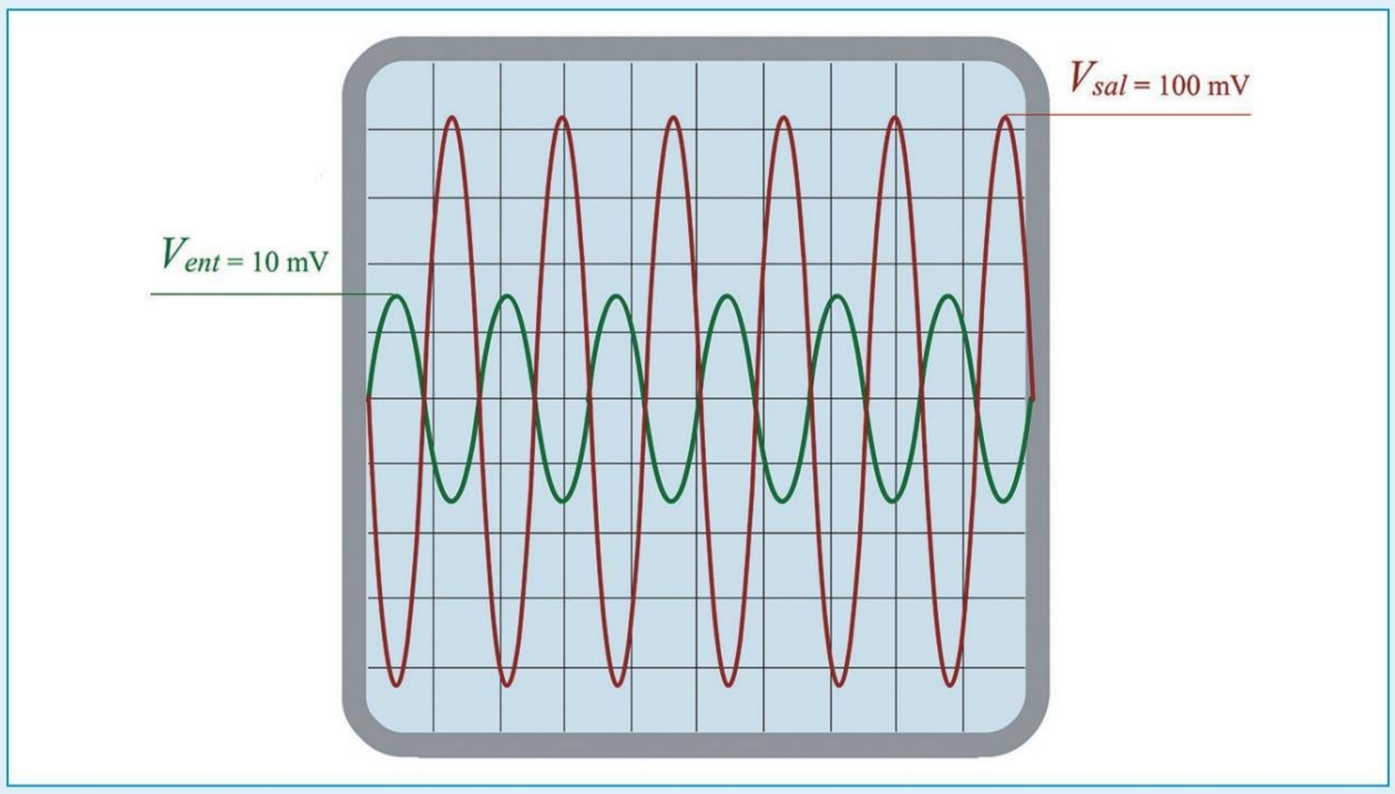


Figura 11.42. Señales de entrada y salida en un AO con realimentación inversora de tensión.

© Ediciones Paraninfo

d) Una vez hecho esto, ve variando la frecuencia de la señal de entrada (desde unos pocos hercios hasta unos cuantos miles), sin variar la amplitud. Mide la amplitud de la señal de salida para diferentes valores de frecuencia, determinando, aproximadamente, las frecuencias de corte inferior y superior (f_{c1} y f_{c2}) y el ancho de banda del amplificador. Seguidamente, dibuja sobre el papel la curva de respuesta del amplificador.

e) Cambia la resistencia R_1 por los valores 22 kΩ, 47 kΩ y 100 kΩ, comprobando el efecto que produce en la ganancia para una señal senoidal de 1 kHz.

11.2. Análisis de un AO con realimentación no inversora de tensión. Monta el circuito de la Figura 11.43, y siguiendo los mismos pasos que en la práctica de laboratorio anterior, calcula la ganancia del AO. Mediante el generador de señales, introduce a la entrada una señal senoidal de 1 kHz y 10 mV, y mide con un osciloscopio la respuesta del amplificador. Comprueba la relación de fases entre la señal de entrada y la de salida. Seguidamente ve aumentando la frecuencia y determina el ancho de banda del amplificador.

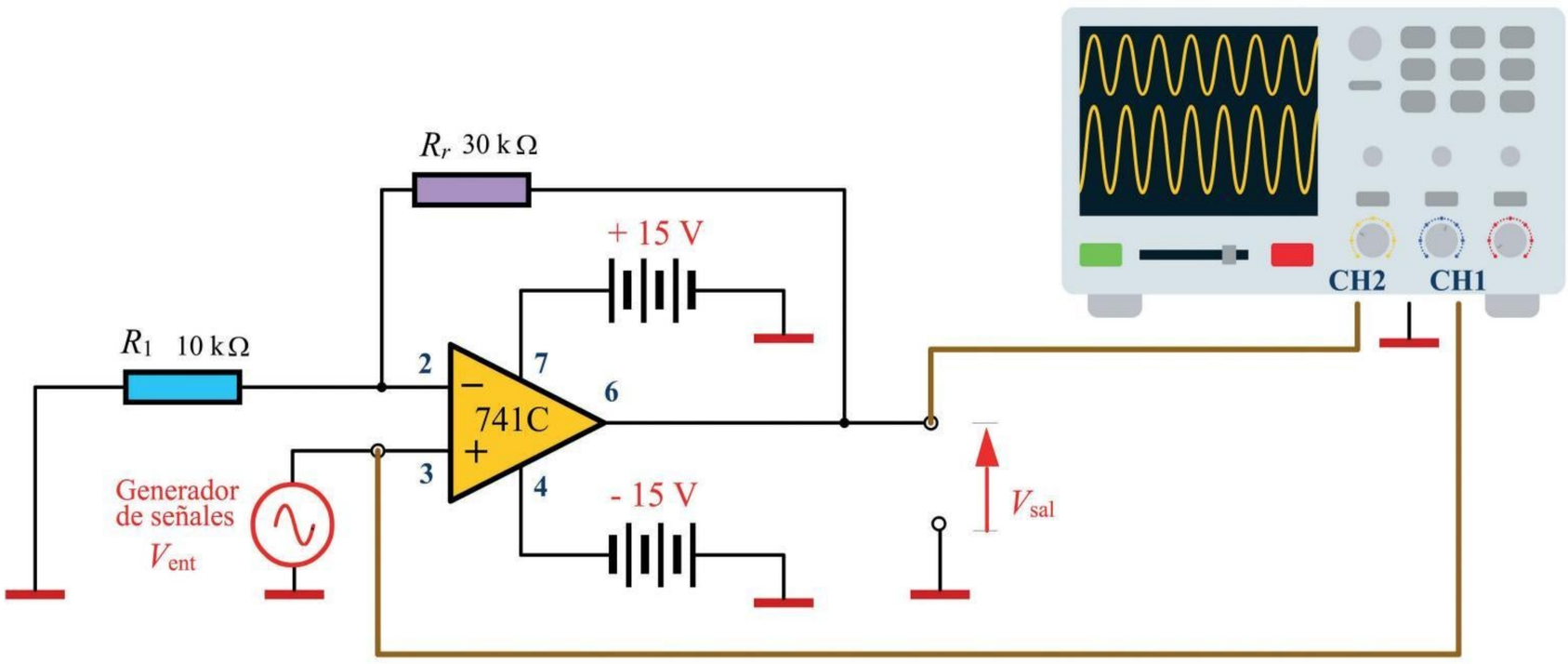


Figura 11.43. AO con realimentación no inversora de tensión.

11.3. Mezclador para audio. En la Figura 11.44 se muestra el circuito correspondiente a un mezclador de audio.

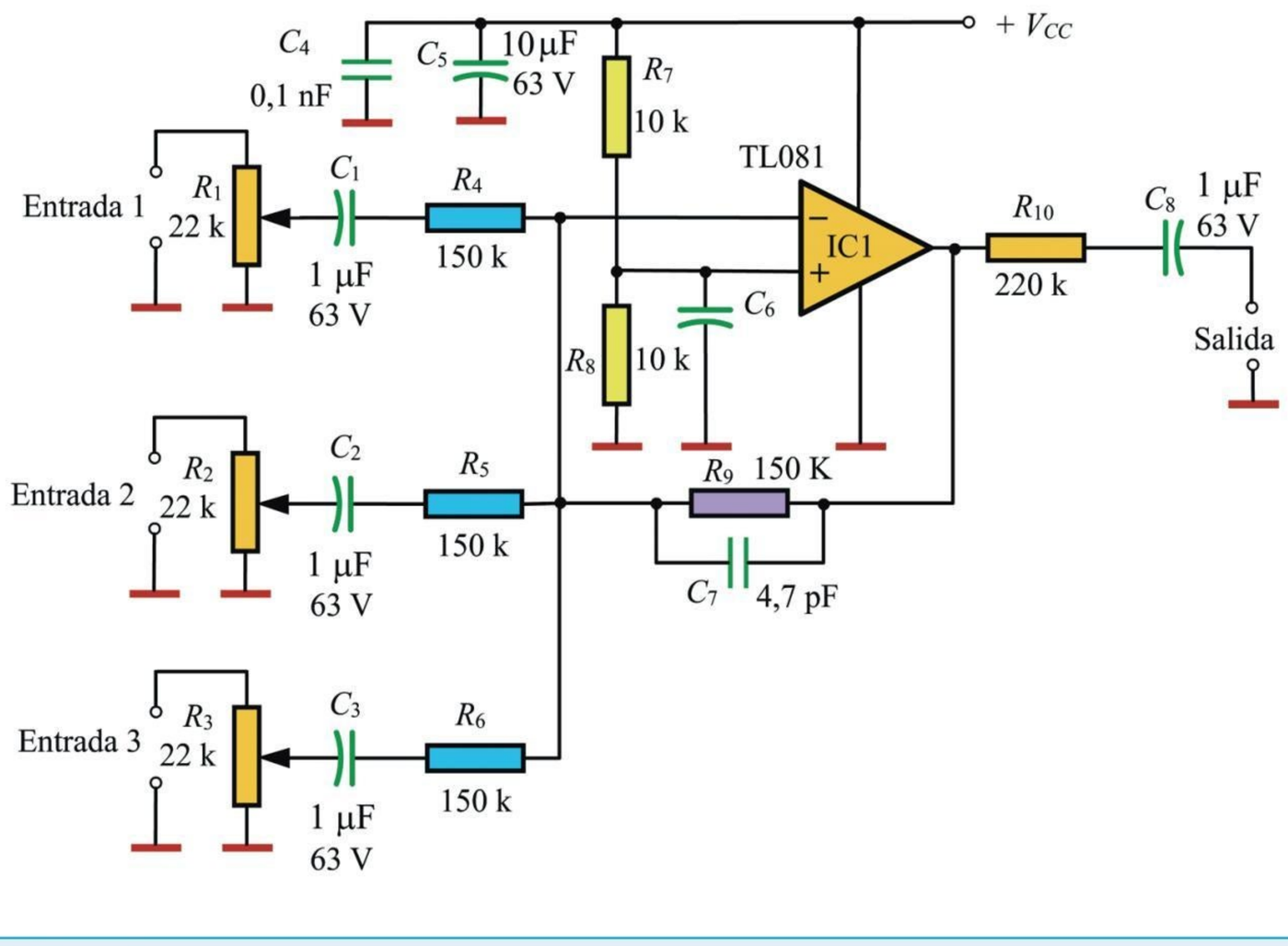


Figura 11.44. Mezclador de audio.

© Ediciones Paraninfo

Tal como se puede observar en el circuito, con este mezclador podremos introducir tres señales de audio diferentes, con lo que se consigue a su salida una señal que será la suma de estas. La utilidad de este pequeño mezclador es muy variada, ya que puede introducir señales preamplificadas provenientes de diferentes fuentes: una cabeza lectora de una pletina, un sintonizador, un micrófono, instrumentos musicales, etc. Un ejemplo de aplicación podría ser el poder hablar por un micrófono durante un evento mientras se escucha la música, o la mezcla que se produce de los diferentes instrumentos musicales en un concierto.

Este circuito consta básicamente de los siguientes elementos: tres entradas a las que se les conecta las diferentes señales a mezclar, tres potenciómetros (R_1, R_2, R_3) que se encargan de nivelar las señales de entrada según el efecto que se desee conseguir en el mezclado y un amplificador operacional (IC_1) que realiza la suma de todas las señales.

El amplificador operacional trabaja con realimentación inversora de tensión. Dicha realimentación se produce a través de la resistencia R_9 de 150 kΩ. Como las resistencias (R_4, R_5, R_6) aplicadas a la entrada son del mismo valor, la ganancia obtenida por el amplificador será de la unidad:

$$A_v = -\frac{R_9}{R_4} = \frac{150\ \text{k}\Omega}{150\ \text{k}\Omega} = 1$$

La alimentación de este circuito se puede realizar con una tensión continua que esté comprendida entre 10 y 30 V. Sin embargo, la mayoría de los circuitos que utiliza amplificadores operacionales necesita de una fuente de alimentación simétrica que suministre una tensión doble de $+V_{CC}$ (por ejemplo, +15 V y –15 V). Este hecho complica notablemente el empleo de estos amplificadores, sobre todo si queremos hacer funcionar nuestro mezclador aprovechando la alimentación de un equipo de audio, que casi siempre resulta ser monopolar.

Este problema se ha solucionado en nuestro circuito conectando el terminal 4 de IC_1 a masa y el 7 a la tensión positiva de alimentación. Además, se ha polarizado el terminal 3 (entrada no inversora) con la mitad de la tensión de alimentación. Para realizar esta última operación se ha dispuesto un divisor de tensión formado por las resistencias R_7 y R_8 del mismo valor.

El amplificador operacional IC_1 es un integrado TL081 de la serie JFET, lo que nos indica que posee una elevada impedancia de entrada.

En la Figura 11.45 se muestran las conexiones del encapsulado de este integrado.

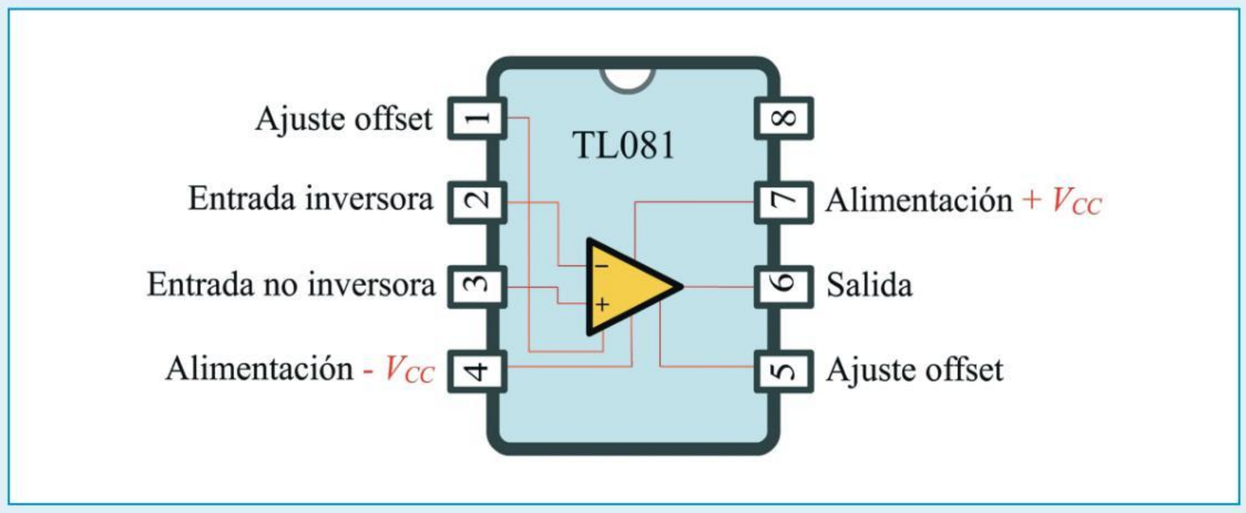


Figura 11.45. TL081 en cápsula CB-98.

Para obtener más información sobre este integrado, consulta en las especificaciones técnicas que nos facilita su fabricante (este circuito integrado también se puede encontrar en el mercado con las denominaciones: TL071-A771-LF351).

En el MATERIAL WEB que se ha preparado para este texto se incluyen las hojas de características del integrado TL081.

Realiza una lista con los materiales necesarios y monta el circuito del mezclador de audio de la Figura 11.44.

Prueba del mezclador: para probar el mezclador, conectamos a su salida una resistencia de 10 kΩ, que hará las funciones de carga. Por la entrada n.º 1 introducimos con un generador de funciones una señal senoidal de 1 kHz de bajo nivel y por la entrada n.º 2 otra señal de idénticas características que la primera. A la salida, se conecta un osciloscopio y se observa el aspecto de la señal de salida. Ahora comprobamos el efecto que se produce en la señal de salida al modificar los potenciómetros R_1 y R_2 correspondientes a la regulación de las señales de entrada uno y dos.

© Ediciones Paraninfo

11.4. Interruptor crepuscular con A.O. En la Unidad 9 ya se propuso la realización de un interruptor crepuscular en la Actividad experimental 9.2. El circuito que ahora se propone es muy similar en su funcionamiento, pero se le añade un amplificador operacional que consigue una mayor sensibilidad para las variaciones obtenidas por el sensor luminoso LDR. En la Figura 11.46, se muestra el esquema del circuito y en la Figura 11.47, el diseño del circuito en circuito impreso.

Para su montaje necesitaremos:

- Una LDR, que es la que va a hacer las veces de sensor luminoso.
- Un transistor BC337, que es el que va a ser capaz de aportar la suficiente corriente para excitar la bobina del relé electromagnético.

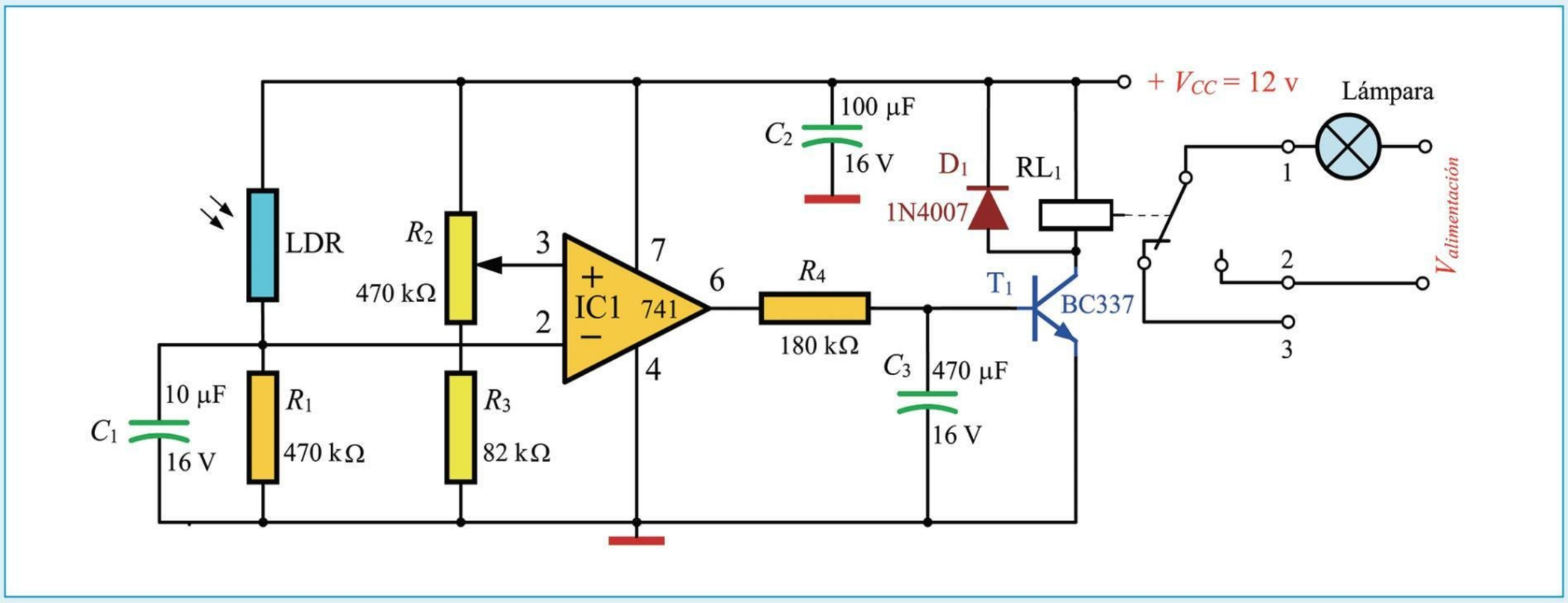


Figura 11.46. Circuito de un interruptor crepuscular con AO.

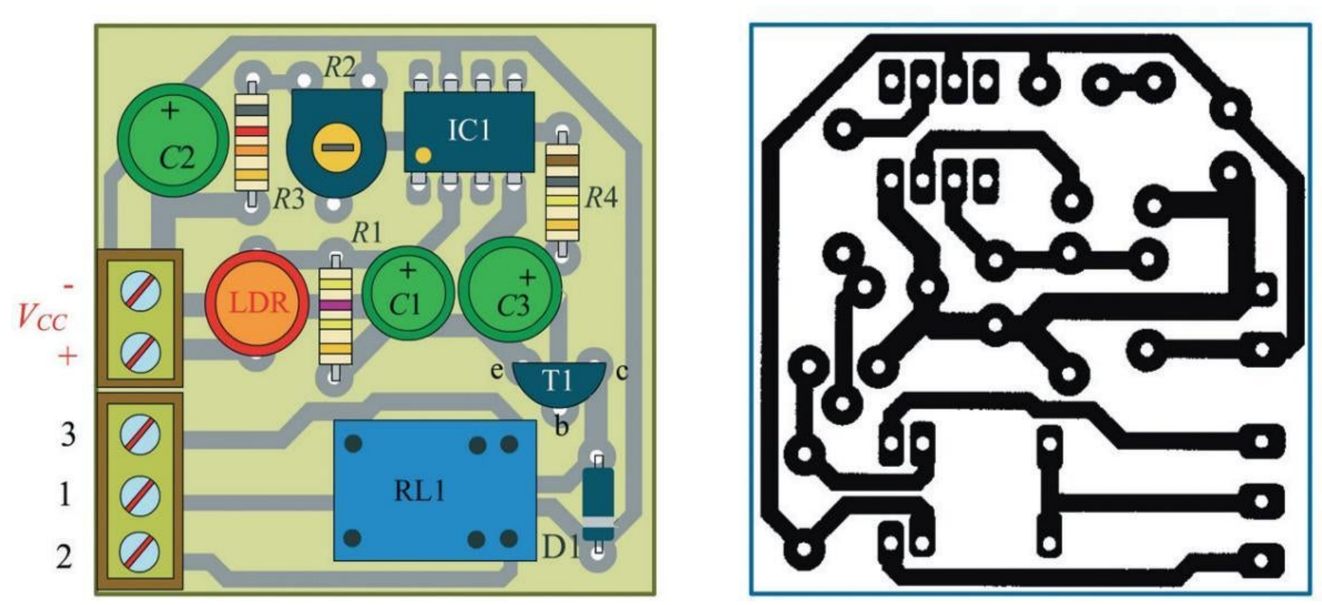


Figura 11.47. Diseño del circuito en circuito impreso. (a) Disposición de componentes. (b) Trazado de pistas de conexión.

- Un relé, que es el que va a abrir y cerrar el circuito principal de las lámparas de alumbrado.
- Un potenciómetro R_2 de 470 kΩ, el cual se ajustará para conseguir la activación del relé para una determinada iluminación.
- Un condensador C_2 de 100 µF que se encarga de filtrar la tensión de alimentación. Un condensador C_1 de 10 µF que evita que cambios bruscos en la LDR provocados por destellos luminosos activen el operacional. Un condensador C_3 de 470 µF que evita cambios bruscos en la polarización del transistor.
- Un diodo D_1 1N4001 para evitar la destrucción del transistor cuando se desconecte el relé (al desconectarse la bobina del relé, la energía acumulada por la misma, por el efecto de autoinducción, se manifiesta como una sobretensión inversa de descarga que puede llegar a destruir las uniones del transistor; el diodo conectado en derivación con dicha bobina descarga esta energía por sí mismo, protegiendo al transistor).

© Ediciones Paraninfo

El funcionamiento de este circuito es como sigue:

El amplificador operacional está funcionando como un comparador. A la entrada no inversora se le conecta a una tensión de referencia que proporciona el divisor de tensión formado por R_2 y R_3, y que compara con la tensión de entrada gracias al divisor de tensión formado por la LDR y R_1.

Para niveles de iluminación elevados (luz de día), la LDR reduce su valor óhmico, por lo que la tensión que aparece en la LDR baja y la de R_1 sube. Esto hace que la tensión por la entrada inversora sea mayor que por la no inversora, produciendo a la salida del operacional una saturación hacia la tensión negativa de alimentación. En estas condiciones, la base del transistor NPN queda sometida a una tensión negativa y por tanto trabaja en corte y el relé permanece desconectado. Como la lámpara está conectada a un contacto normalmente abierto, esta se mantendrá apagada.

Para niveles de iluminación bajos (luz de noche), ocurre lo contrario. La LDR sube de valor óhmico, lo que hace que la tensión a la entrada no inversora se reduzca por debajo de la tensión de referencia, haciendo que el operacional proporcione a la salida una tensión positiva cercana a la de alimentación y suficiente para poner el transistor en saturación, activar el relé y encender la lámpara.

En el MATERIAL WEB que se ha preparado para este texto se incluyen las hojas de características del transistor BC337 y del operacional 741.

11.5. **Señalización luminosa por aumento de temperatura.** Se trata de conseguir que una lámpara de señalización se encienda cuando se supere un determinado nivel de temperatura. El circuito que se propone es el que se muestra en la Figura 11.48.

El circuito funciona de forma muy similar al de la práctica anterior, haciendo trabajar al operacional como un comparador.

Al aumentar la temperatura la resistencia NTC, esta reduce su valor óhmico, por lo que en el divisor de tensión, formado por esta resistencia y R_2, aparece la tensión más alta en R_2 y la más baja en la NTC. Este aumento de la tensión en R_2 hace que la tensión aplicada a la entrada no inversora (+) aumente, de tal forma que, cuando (V+) sea mayor que la de la entrada inversora (V–), el amplificador operacional proporcionará una tensión de salida suficiente para hacer que el transistor T1 trabaje en saturación y haga que la lámpara se encienda.

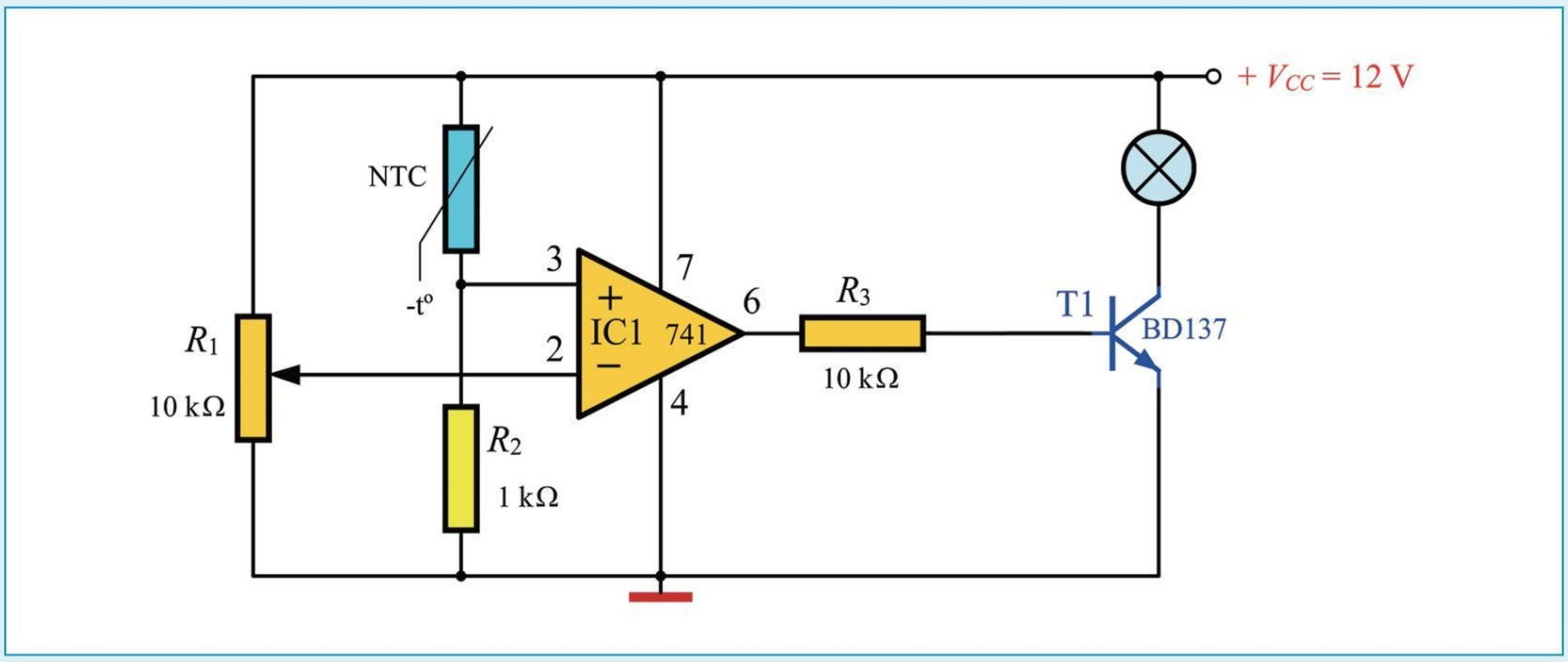


Figura 11.48. Circuito de señalización luminosa por aumento de temperatura.

Gracias a la resistencia variable R_1 podemos seleccionar la temperatura a la que se desee activar la lámpara.

Monta el circuito en el entrenador didáctico y comprueba las diferentes magnitudes que se dan en él mediante el polímetro con diferentes temperaturas.

© Ediciones Paraninfo

Actividades de comprobación

11.1. La realimentación negativa en los amplificadores consigue:

a) Reducir la distorsión en la frecuencia de la señal.

b) Aumentar el ruido de la señal de salida.

c) Aumentar la ganancia del amplificador.

11.2. Un amplificador operacional posee:

a) Una impedancia de entrada elevada.

b) Una impedancia de salida elevada.

c) Un ancho de banda muy amplio.

11.3. En un amplificador operacional con realimentación inversora de tensión, la ganancia depende:

a) De la tensión de alimentación.

b) De la ganancia a lazo abierto que indican los fabricantes.

c) De la relación entre las resistencias de entrada y de realimentación.

11.4. ¿Cómo se denomina a la tensión que hay que aplicar a la entrada de un amplificador para conseguir una tensión de salida nula en ausencia de señales de entrada?

a) Tensión de offset.

b) Tensión en modo de rechazo común.

c) Tensión diferencial de entrada.

11.5. En la Figura 11.49 se muestra un amplificador operacional realimentado.

a) ¿De qué tipo de realimentación se trata?

a) Realimentación inversora de tensión.

b) Realimentación no inversora de tensión.

c) Realimentación inversora de corriente.

b) ¿Cuál será la ganancia de tensión a lazo cerrado?

c) ¿Qué tensión aparecerá en la salida, si se aplican 10 mV en la entrada?

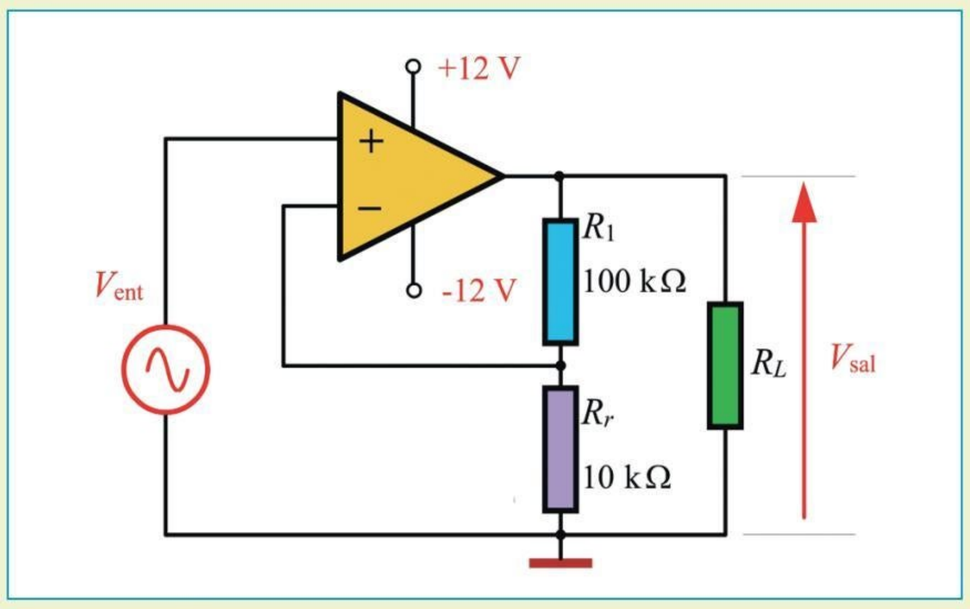


Figura 11.49.

11.6. En el amplificador de la Figura 11.50 se desea conocer el valor que tendrá que tener la resistencia de realimentación para conseguir a la salida una tensión de 0,5 V cuando se le aplique a la entrada una tensión de 10 mV.

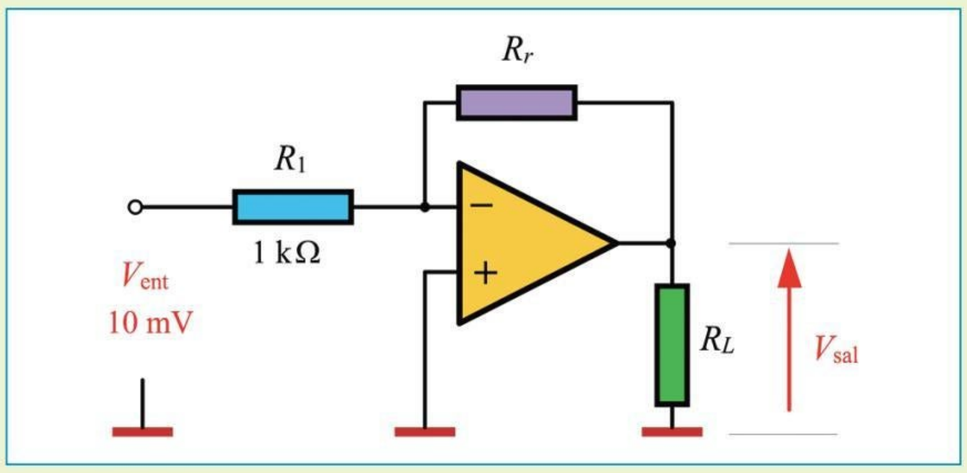


Figura 11.50.

11.7. ¿Cuál será la tensión que aparecerá a la salida del circuito de la Figura 11.51?

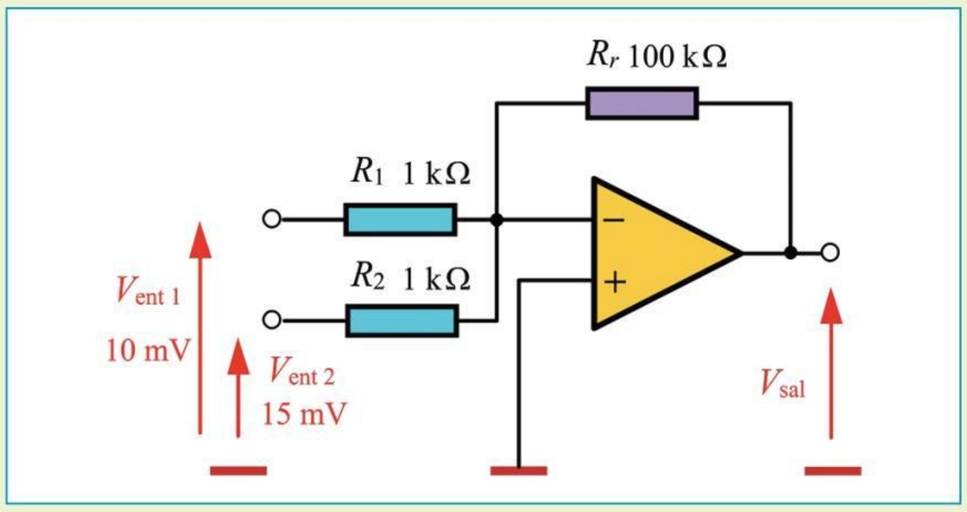


Figura 11.51.

11.8. En la Figura 11.52 se muestra el circuito con un amplificador operacional.

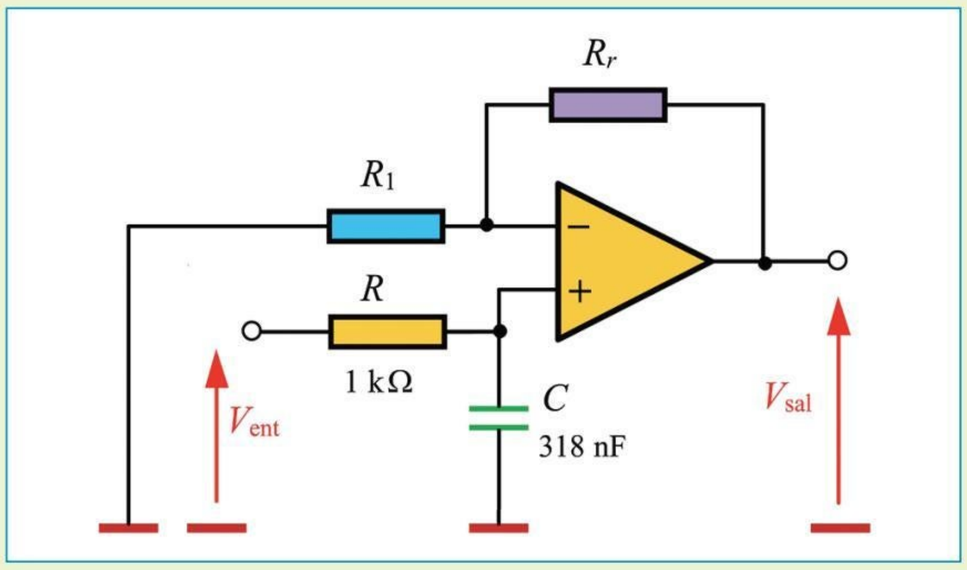


Figura 11.52.

a) ¿De qué tipo de circuito se trata?

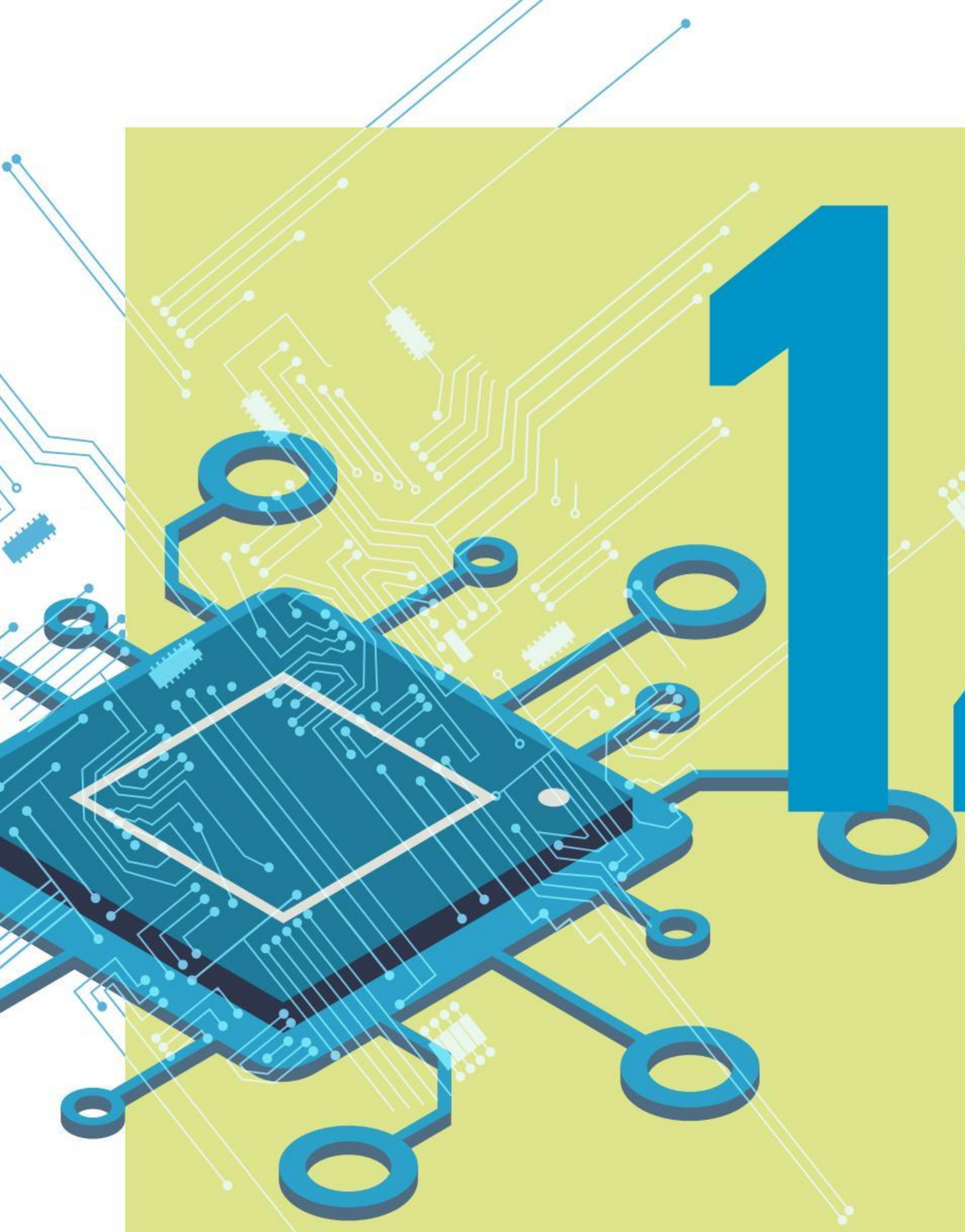
a) Filtro de paso alto.

b) Filtro de paso bajo.

c) Filtro de paso banda.

b) Calcula la frecuencia de corte del filtro.

© Ediciones Paraninfo



12 Fuentes de alimentación

Contenidos

- **12.1.** Fuentes de alimentación lineales y conmutadas
- **12.2.** Fuentes de alimentación lineales
- **12.3.** Fuentes de alimentación conmutadas

Objetivos

- Analizar la tipología y las características funcionales de los diodos Zener y de los reguladores de tensión integrados.
- Analizar el funcionamiento de una fuente de alimentación estabilizada, explicando las características, los valores de las magnitudes eléctricas, el tipo y la forma de las señales presentes y el tratamiento que sufren dichas señales a lo largo del circuito.
- Seleccionar las características de una fuente de alimentación.

En la Unidad 8 se estudió la parte fundamental de una fuente de alimentación: los diodos rectificadores (convierten la C.A. en C.C. pulsante) y los filtros (reducen el rizado excesivo de la C.C. proporcionada por los diodos rectificadores). Para conseguir reducir aún más el rizado de la corriente obtenida por las fuentes de alimentación y, a su vez, conseguir una mayor estabilidad de la tensión, independientemente de las fluctuaciones de la corriente de carga, se hace necesario el uso de circuitos estabilizadores y/o reguladores.

Comenzaremos por el estudio de los circuitos estabilizadores a base de la combinación del diodo Zener y el transistor, para continuar con los sistemas que proporcionan la posibilidad de regular la tensión de salida a voluntad. Posteriormente, se estudiarán los reguladores integrados, que hoy en día han sustituido a los circuitos a base de componentes discretos. Acabaremos con el estudio de las fuentes de alimentación conmutadas, que proporcionan grandes potencias con un buen rendimiento.

12.1. Fuentes de alimentación lineales y conmutadas

La fuente de alimentación es un dispositivo imprescindible para el suministro de corriente continua de los equipos electrónicos. Dependiendo de las necesidades específicas de cada aplicación, existe la posibilidad de construir fuentes de alimentación más o menos complejas. A este respecto habrá que tener en cuenta aspectos como:

- El rendimiento.
- La calidad del filtrado.
- La estabilidad de la tensión de salida.

En la Figura 12.1 se muestra un diagrama de las diferentes etapas de que consta una fuente de alimentación.

El **transformador** reduce la tensión alterna de la red hasta un valor adecuado a las necesidades de los equipos a alimentar. Este elemento tiende a ser voluminoso cuando se requiere el suministro de grandes potencias.

El **rectificador** consta habitualmente de cuatro diodos conectados en puente que proporcionan a su salida una tensión pulsante, pero que con una corriente eléctrica que solamente fluye en un sentido, suministrando una corriente continua, con muchas fluctuaciones y excesivo rizado.

El **filtro** se construye con la conexión de condensadores electrolíticos en paralelo con la salida. Para mejorar el filtrado, existe la posibilidad de conectar inductancias en serie con la salida. Estos elementos consiguen reducir la tensión de rizado y proporcionan una tensión continua de más calidad.

El **estabilizador** tiene la función de proporcionar una tensión continua, constante y estable a su salida, además de reducir la tensión de rizado a valores lo más reducidos posible.

Las variaciones en la tensión de salida pueden ser causadas por dos factores:

- Variaciones en la tensión de la red de C.A. que producen, a su vez, variaciones del mismo carácter en la tensión de salida.
- Debido a que la fuente de alimentación tiene una determinada resistencia interna, la intensidad de corriente suministrada a la carga produce una caída de tensión en dicha resistencia interna que tiende a reducir la tensión de salida.

La fuente de alimentación va a suministrar diferentes valores de intensidad de corriente, que dependerán de la demanda de potencia del equipo conectado a su salida. Estos valores cambiantes de corriente producen diferentes valores de la caída de tensión. Esta circunstancia hace que, si la demanda de corriente aumenta, la tensión de salida baja; y si la corriente demandada baja, la tensión de salida sube.

Existen diferentes técnicas para conseguir el efecto de estabilización, de las que surgen dos grandes tipos diferenciados de fuentes:

- Fuentes lineales.
- Fuentes conmutadas.

Las **fuentes de alimentación lineales** son de diseño simple. Los circuitos de estabilización se consiguen con la utilización del diodo Zener y de los reguladores de tensión integrados (Figura 12.2). El efecto de estabilización se consigue a base de sacrificar parte de la potencia entregada por la fuente. En consecuencia, su rendimiento se reduce hasta el 50 %, y los componentes de los circuitos de estabilización convierten la potencia perdida en calor y tienden a elevar la temperatura a valores excesivos. Su campo de aplicación queda entonces limitado a equipos de poca potencia.

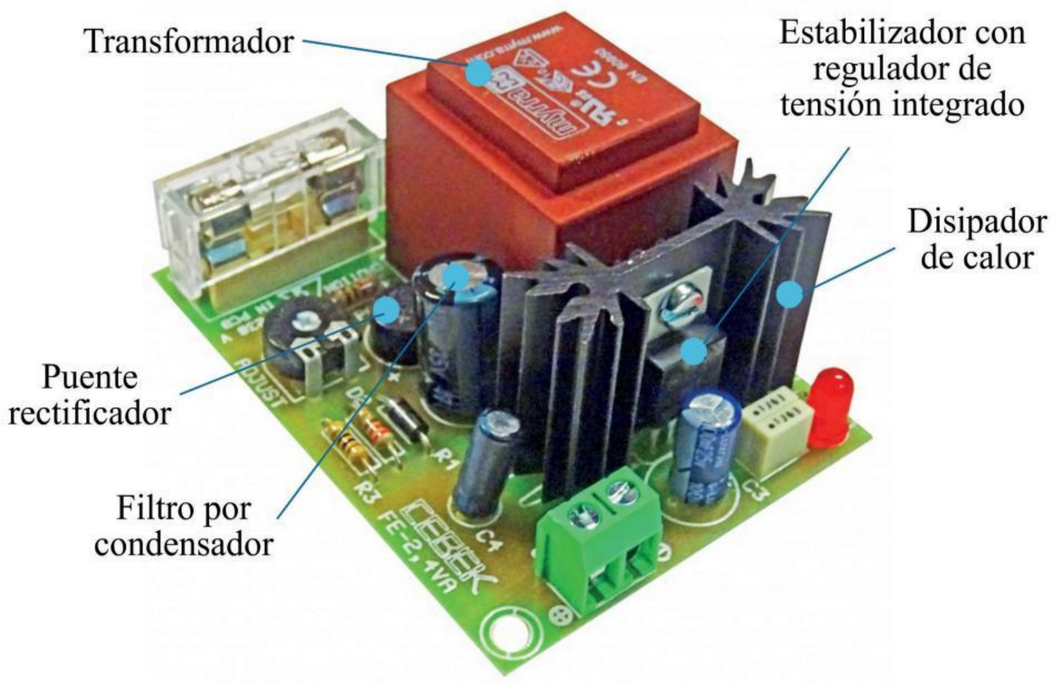


Figura 12.2. Fuente de alimentación lineal.

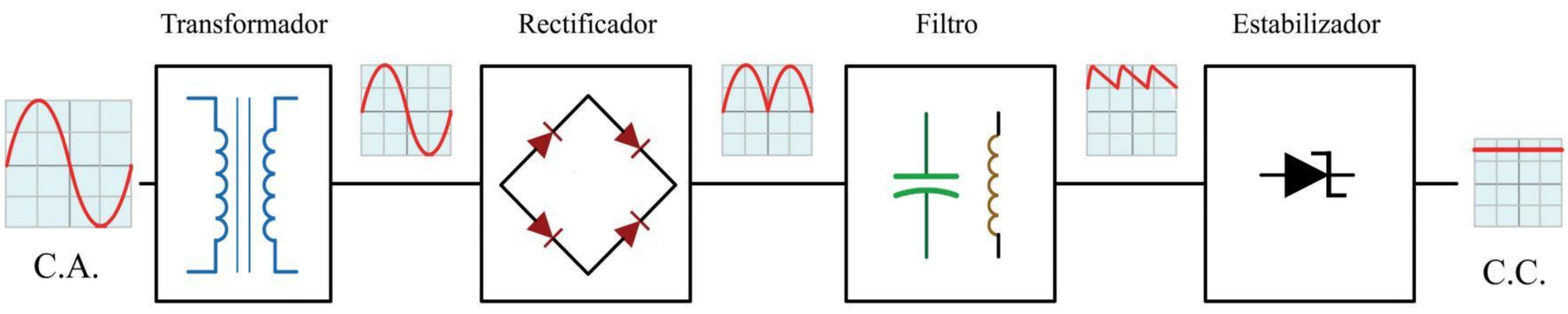


Figura 12.1. Etapas de una fuente de alimentación.

© Ediciones Paraninfo

Las **fuentes de alimentación conmutadas** se construyen con sofisticados circuitos electrónicos. El efecto de estabilización de la tensión de salida se consigue haciendo trabajar a la fuente a diferentes valores de frecuencia. Como ya estudiaremos más adelante, estos equipos trabajan con frecuencias en torno a los 100 kHz; consiguen un gran rendimiento, que puede alcanzar hasta el 80 %; son menos voluminosas, y su campo de aplicación está extendido para pequeñas y grandes potencias.

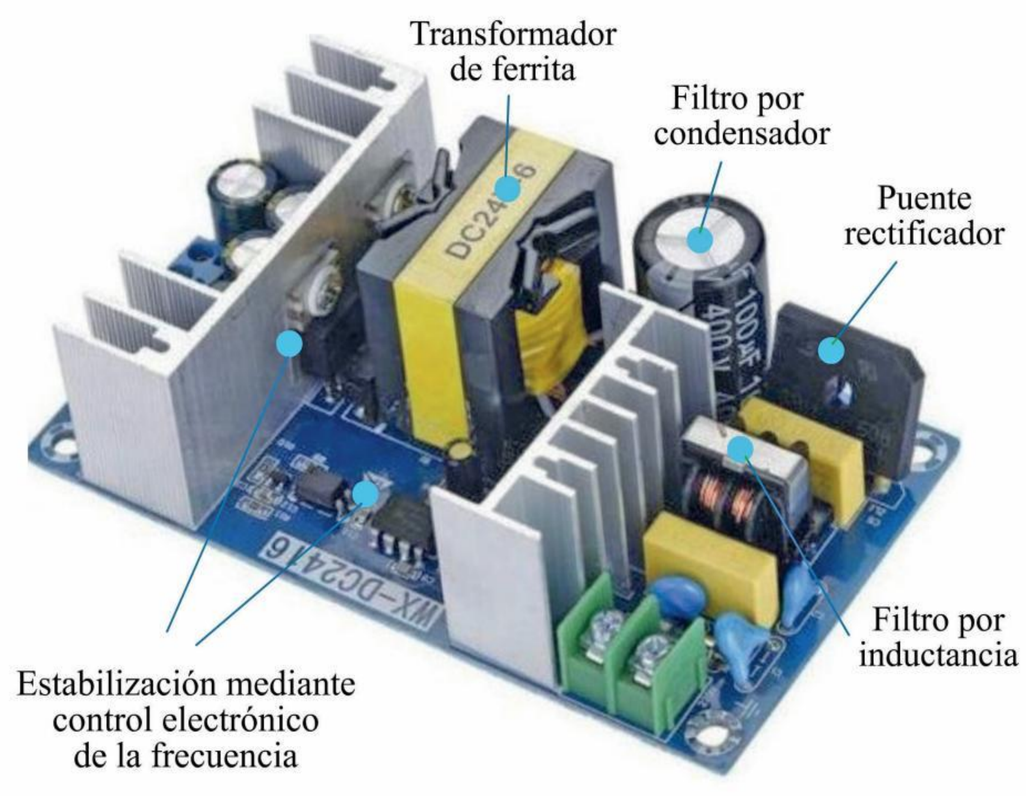


Figura 12.3. Fuente de alimentación conmutada.

12.2. Fuentes de alimentación lineales

Las fuentes de alimentación lineales se pueden construir de dos formas claramente diferenciadas para conseguir el efecto de estabilización:

- Utilizando el diodo Zener en combinación con transistores.
- Utilizando los reguladores de tensión integrados.

12.2.1. El diodo Zener

Al estudiar las características de los diodos de unión, pudimos comprobar que, al aplicar una tensión de polarización inversa a un diodo de unión PN, la corriente inversa que fluye por la unión es muy débil (del orden de unos pocos µA o nA) y que, aunque se aumente la tensión inversa aplicada, esta corriente apenas se modifica. Por otro lado, al aumentar gradualmente la tensión inversa, se llega a provocar un aumento brusco de la corriente (efecto de avalancha).

A este efecto de ruptura de la unión se lo conoce con el nombre de **efecto Zener** y a la tensión inversa a la que se produce se lo denomina tensión Zener (V_Z). En la Figura 12.4 se pueden apreciar las diferentes partes de la curva característica de un Zener con $V_Z = 8$ V.

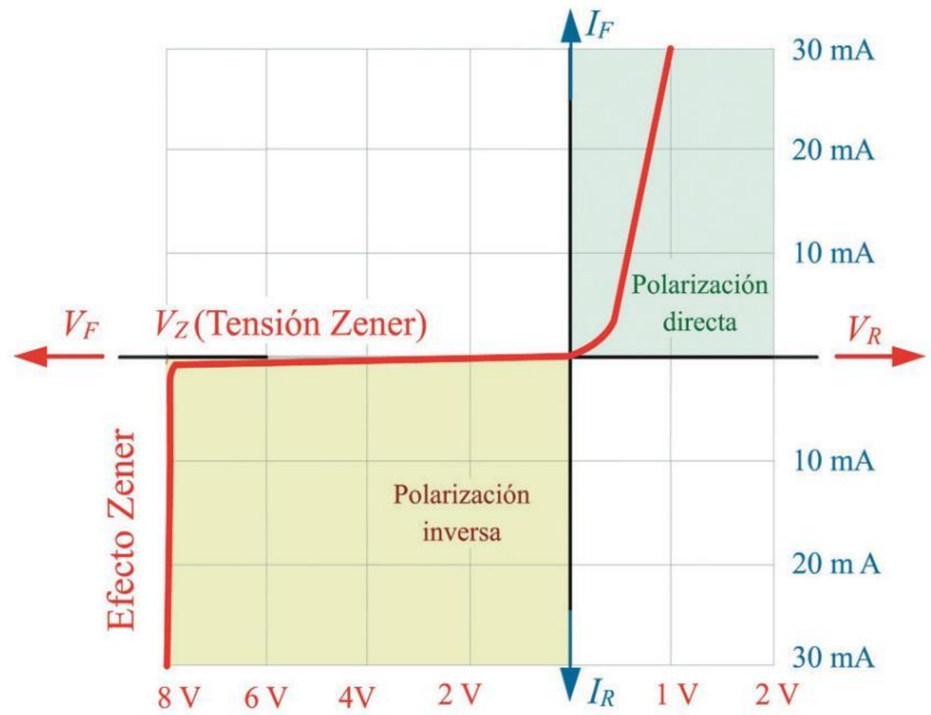


Figura 12.4. Curva característica del diodo Zener.

Existe un tipo de diodo fabricado de una forma especial, llamado Zener, que puede trabajar en estas condiciones de funcionamiento sin que la unión se destruya.

En la Figura 12.5, se puede ver el símbolo utilizado para la representación del diodo Zener.

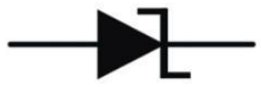


Figura 12.5. Símbolo del diodo Zener.

El diodo Zener se comporta como un diodo normal al estar polarizado directamente, y comienza a conducir, aproximadamente, a una tensión de 0,7 V. Hay que indicar que este tipo de funcionamiento en los diodos Zener no es el habitual, ya que están diseñados para trabajar en polarización inversa.

Los diodos Zener se fabrican a base de silicio y en una gama de tensiones Zener escalonadas desde 2 hasta 200 V.

Corriente Zener máxima

La corriente Zener (I_z) que puede soportar un diodo Zener, trabajando en polarización inversa, dependerá de la potencia (P_z) que este pueda disipar térmicamente. Esta corriente aparece normalmente en las hojas de especificaciones técnicas que facilita el fabricante.

$$I_z = \frac{P_z}{V_z}$$

© Ediciones Paraninfo

Actividad resuelta 12.1

La potencia nominal del diodo Zener con la referencia ZPD3 es de 448 mW para una temperatura ambiente de 25° y una tensión Zener de 3,2 V. Averigua cuál será la corriente Zener máxima admisible.

Solución:

Aplicando la expresión deducida con anterioridad, tendremos que:

$$I_z = \frac{P_z}{V_z} = \frac{0{,}448}{3{,}2} = 0{,}14 \text{ A}$$

Resistencia Zener

Si observas atentamente la curva inversa de un diodo Zener, podrás apreciar que no es del todo vertical. Esto indica que, al aumentar la corriente inversa, aparece un pequeño aumento de la tensión. Este fenómeno aparece provocado por una pequeña resistencia dinámica, denominada resistencia Zener (R_z).

12.2.2. El Zener como regulador de tensión

Una de las aplicaciones más extendidas del diodo Zener es la de estabilizador de tensión para fuentes de alimentación. Eso se consigue aprovechando la propiedad que poseen dichos diodos de conducir con tensiones de polarización inversa, manteniendo la tensión entre sus extremos prácticamente constante, aunque se modifique apreciablemente la intensidad de corriente inversa que fluye por los mismos.

En la Figura 12.6 se muestra el esquema correspondiente a un regulador de tensión conectado a la salida de un puente rectificador. El diodo Zener consigue mantener la tensión a la salida a la carga (V_L) a valores constantes, aunque existan variaciones de tensión (V) a la salida del circuito rectificador y aunque se modifique la corriente por la carga (I_L). La resistencia de polarización (R_S), que se conecta en serie con el circuito de regulación, tiene como misión mantener la tensión de polarización del Zener entre unos valores aceptables, valiéndose para ello de las caídas de tensión que se producen en la misma cuando la corriente que la atraviesa tiende a modificarse.

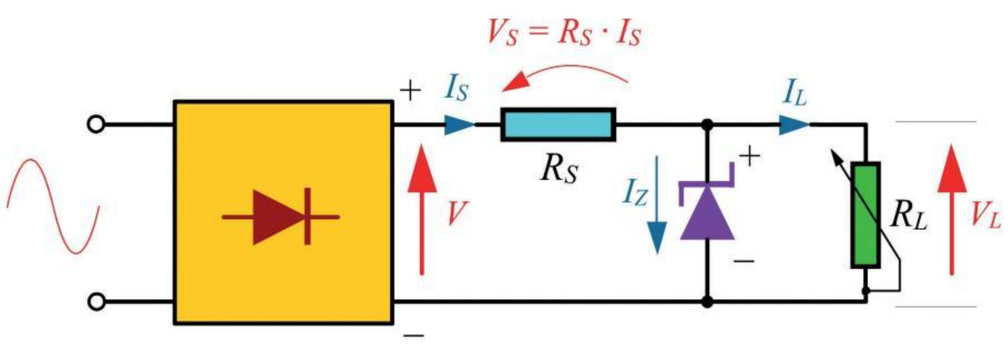


Figura 12.6. Estabilización de tensión mediante diodo Zener.

Los procesos que se dan en este circuito de regulación son los siguientes:

La tensión V_L que aparece a la salida va a depender de la caída de tensión que se produzca en la resistencia de polarización (R_s).

$$V_L = V - V_S$$

El diodo Zener va a estar sometido a la misma tensión que la de la carga. En el caso de que la tensión tienda a elevarse, el diodo Zener va a aumentar su corriente inversa (I_z) para evitar, en todo momento, que la tensión aplicada al Zener se modifique.

Esto trae consigo un aumento de corriente por R_s ($I_S = I_Z + I_L$) y, por tanto, un aumento de la caída de tensión V_S.

Estos intentos de elevación de la tensión quedan compensados por la caída de tensión (V_S), consiguiendo el efecto de estabilización, en el que la tensión a la salida (V_L) permanece prácticamente constante.

En el caso de que la tensión tienda a disminuir, los procesos que se dan son similares; la corriente por el diodo Zener tiende a reducirse para mantener así una tensión constante entre los terminales del mismo. Esto provoca una disminución en la corriente por R_s y, por tanto, una reducción de la caída de tensión en la misma. El resultado es que el intento de reducción de la tensión en la salida queda compensado por dicha reducción de la caída de tensión.

Para estudiar con más detalle cómo actúa este circuito, previamente vamos a eliminar la resistencia R_L que representa a la carga.

Cuando se conecta un diodo Zener (polarizado inversamente) en serie con una resistencia R_s se puede conseguir que la tensión que aparece en sus bornes permanezca prácticamente constante (Figura 12.7).

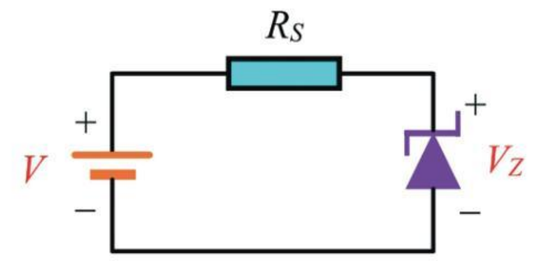


Figura 12.7. El Zener como regulador de tensión.

La resistencia R_s cumple la función de limitadora de corriente. Para que el Zener comience a trabajar en la región de ruptura, hay que aplicar una tensión de fuente V superior a la de ruptura V_z.

La corriente que se establece en el circuito de la Figura 12.7 se calcula de la siguiente forma:

$$I_z = \frac{V - V_z}{R_s}$$

© Ediciones Paraninfo

Igual que se hacía para el diodo de unión, aquí también se puede trazar una línea de carga en la correspondiente curva característica de polarización que nos defina el punto de trabajo del diodo Zener para una determinada resistencia R_s y una tensión de fuente.

Actividad resuelta 12.2

Determina el punto de funcionamiento del diodo Zener BZX85-C3V9 cuando la tensión de la fuente es de 7 V y la resistencia limitadora de 50 Ω (Figura 12.8).

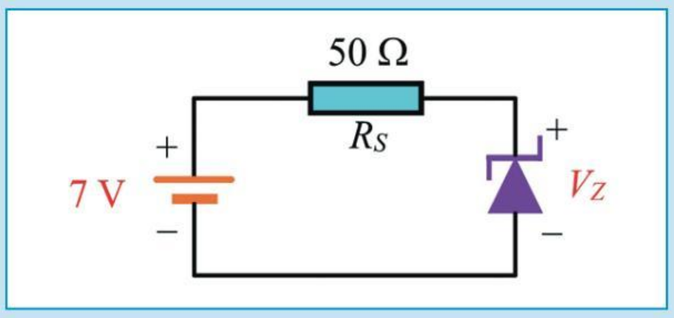


Figura 12.8.

Solución:

En la Figura 12.9, se ha dibujado la curva característica en polarización inversa del Zener en un cuadrante diferente al que le corresponde en realidad. Esto es debido a que en algunas hojas de especificaciones técnicas aparece de esta forma, ya que así es más fácil leer los datos.

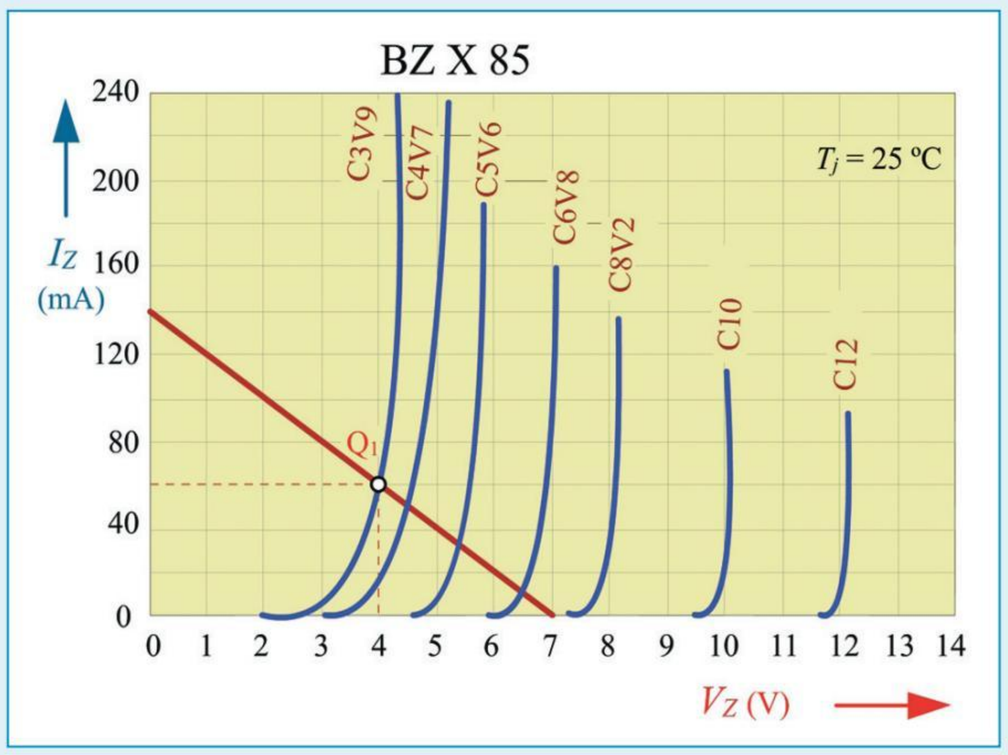


Figura 12.9. Recta de carga del Zener.

Para determinar el punto de trabajo Q_1, es necesario dibujar previamente la recta de carga, para lo cual habrá que calcular los puntos de intersección de dicha recta con los ejes X e Y.

Para $V_z = 0$:

$$I_z = \frac{V - V_z}{R_z} = \frac{7 - 0}{50} = 0{,}14 \text{ A} = 140 \text{ mA}$$

Para $I_z = 0$:

$$0 = \frac{7 - V_z}{50} \quad \Rightarrow \quad V_z = 7 \text{ V}$$

Llevando estos valores a la curva, obtenemos la recta de carga y, en la intersección, el punto de trabajo Q_1. Este punto nos indica que el diodo Zener trabaja con una $I_z = 60$ mA y $V_z = 4$ V, tal como se puede deducir en la Figura 12.9.

Para entender cómo trabaja el Zener en el proceso de estabilización de la tensión, vamos a suponer que, por cualquier causa, la tensión de la fuente se desestabiliza y se eleva de 7 a 9 V. Para encontrar el nuevo punto de trabajo del Zener, hay que determinar, previamente, la nueva recta de carga.

Para $V_z = 0$:

$$I_z = \frac{V - V_z}{R_s} = \frac{9 - 0}{50} = 0{,}180 \text{ A} = 180 \text{ mA}$$

Para $I_z = 0$:

$$0 = \frac{9 - V_z}{50} \quad \Rightarrow \quad V_z = 9 \text{ V}$$

En la Figura 12.10 se muestra la nueva línea de carga.

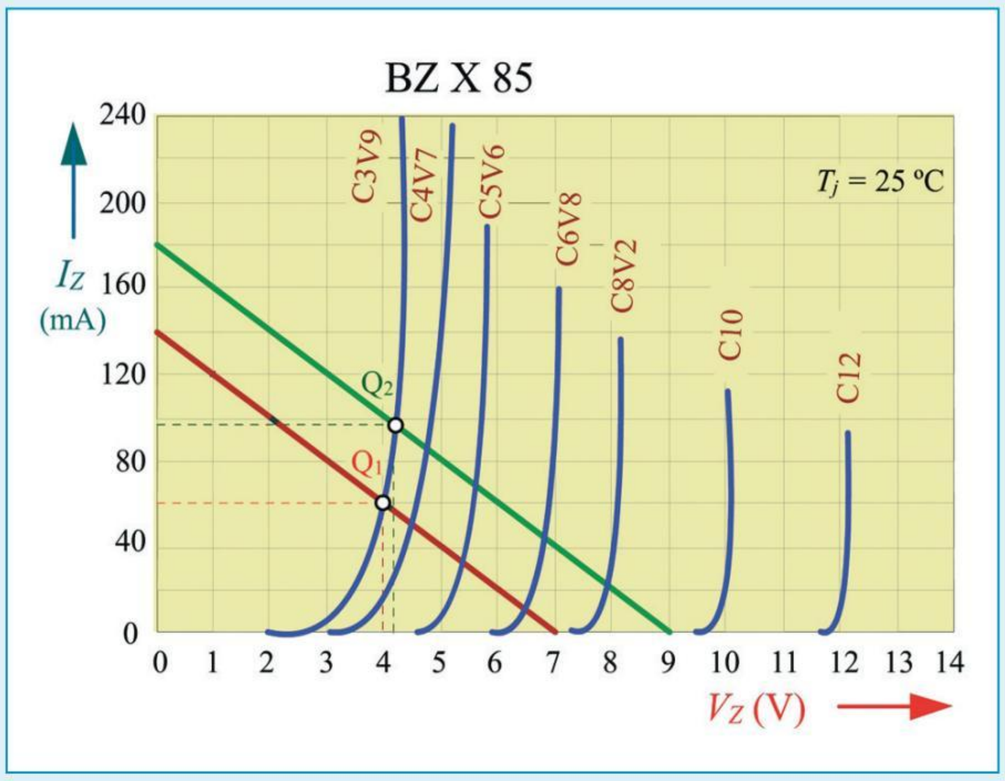


Figura 12.10. Nueva línea de carga del Zener.

El punto Q_2 viene determinado por los valores:

$$I_z = 98 \text{ mA}$$

$$V_z = 4{,}2 \text{ V}$$

Se puede apreciar claramente cómo se realiza el proceso de estabilización de la tensión y cómo esta se mantiene prácticamente constante gracias a la variación de la corriente provocada por el Zener (la tensión en el diodo Zener solo se incrementa de 4 a 4,2 V a pesar de que la tensión de la fuente aumenta de 7 a 9 V; por supuesto, esto se consigue a costa del aumento experimentado de 60 a 98 mA en la corriente por el Zener).

La pequeña variación que se produce en la tensión Zener es debida a que la curva característica está ligeramente inclinada o, lo que es lo mismo, que la resistencia Zener R_z ejerce su influencia.

© Ediciones Paraninfo

Habrás podido observar que, para conseguir una mayor estabilidad de la tensión, conviene trabajar en las zonas menos pendientes de la curva característica, evitando siempre el codo de la misma.

La pequeña variación de tensión ΔV_z que produce un diodo Zener se puede calcular multiplicando la variación de corriente ocasionada ΔI_z por la resistencia del Zener R_z:

$$\Delta V_z = \Delta I_z \cdot R_z$$

12.2.3. El diodo Zener ideal

Debido a que R_z es de muy pequeño valor y a que, por este hecho, las variaciones de tensión de Zener V_z, al variar I_z, son muy pequeñas, se puede suponer, sin equivocarse mucho, que la tensión V_z permanece siempre constante. Por supuesto, esto se cumplirá siempre que el Zener trabaje con tensiones y corrientes de polarización inversa que estén en torno a los valores nominales.

Actividad resuelta 12.3

El regulador, mostrado en la Figura 12.11, consta de un diodo Zener BZX85-C33, que según las hojas de especificaciones técnicas posee una tensión Zener V_z de 33 V y una corriente máxima admisible de 33 mA. En el caso de que la tensión de entrada al regulador varíe de 45 a 55 V, ¿trabajará el diodo Zener por debajo de su corriente máxima admisible cuando la resistencia de polarización sea 1.000 Ω?

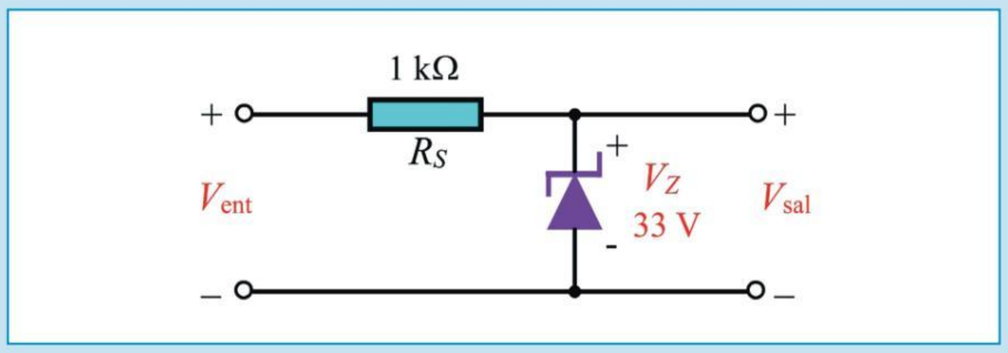


Figura 12.11.

Solución:

Utilizando la aproximación del diodo ideal, tenemos que V_z va a permanecer con un valor constante de 33 V.

La corriente mínima por el Zener se dará para la tensión de entrada más baja de 45 V.

$$I_{z(mín)} = \frac{V - V_z}{R_s} = \frac{45 - 33}{1.000} = 0{,}012 \text{ A} = 12 \text{ mA}$$

Y la corriente máxima para la tensión de entrada más elevada de 55 V:

$$I_{z(máx)} = \frac{55 - 33}{1.000} = 0{,}022 \text{ A} = 22 \text{ mA}$$

Se puede comprobar que los márgenes de corriente en los que trabaja el Zener son menores a la corriente máxima admisible de 33 mA.

12.2.4. Estabilizadores en paralelo

Un ejemplo de estabilizadores en paralelo es el que hemos realizado con el diodo Zener como regulador de tensión. En la Figura 12.12, se observa un circuito de este tipo. El diodo Zener, conectado en paralelo con la carga, consigue mantener la tensión Zener (V_z) en dicha carga a costa de desviar parte de la corriente por sí mismo cuando la tensión se eleva por encima de V_z.

Este tipo de regulador es muy poco utilizado, ya que se necesitan diodos Zener capaces de soportar grandes corrientes; además, la impedancia de salida que se obtiene con este tipo de regulador es algo elevada.

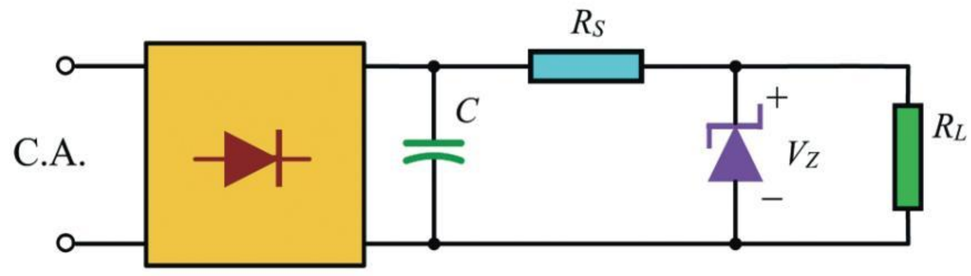


Figura 12.12. Estabilizador en paralelo con Zener.

12.2.5. Estabilizadores en serie

En los estabilizadores en serie el circuito de estabilización se coloca en serie con la carga. Este circuito variará su resistencia interna en función de la tensión que se presente en la carga, de tal forma que, si la tensión tiende a reducirse, dicha resistencia interna disminuye con el fin de que la caída de tensión que en ella se produce disminuya, compensando la reducción inicial; al contrario, si la tensión en la carga tiende a elevarse, se produce un aumento de resistencia interna del estabilizador, y con ella un aumento de la caída de tensión en la misma que da como resultado una compensación del aumento inicial.

Actividad resuelta 12.4

El rectificador de una fuente de alimentación proporciona una tensión de 16 V a una carga con un consumo de 100 mA.

Determina la resistencia que deberá poseer el estabilizador en serie para conseguir una tensión estable de 12 V en la carga (Figura 12.13).

© Ediciones Paraninfo

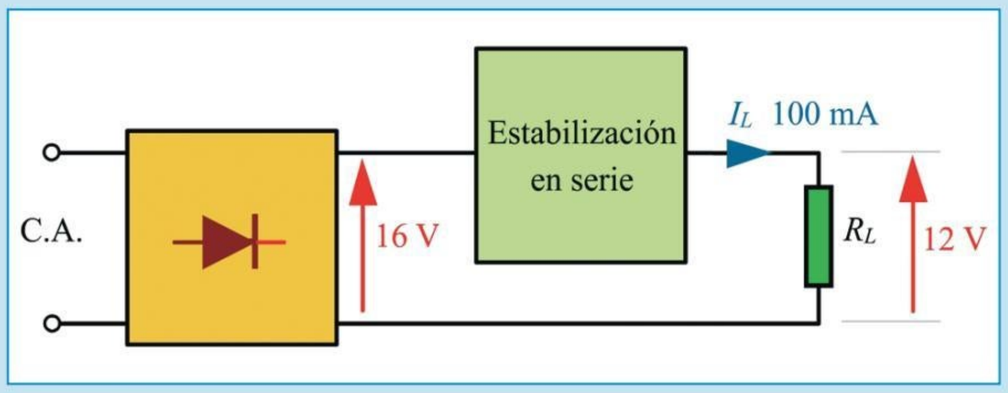


Figura 12.13.

Solución:

En cualquier caso, se cumplirá siempre que la tensión en la carga sea igual a la proporcionada por el rectificador menos la caída de tensión que se produzca en la resistencia interna del estabilizador:

$$V_L = V - r_i \cdot I_L$$

En este caso la resistencia interna del estabilizador debe absorber 4 V para mantener la tensión en la carga a 12 V (12 V = 16 V – 4 V). Luego la resistencia interna se calcula aplicando la ley de Ohm:

$$r_i = \frac{4\ \text{V}}{0{,}1\ \text{A}} = 40\ \Omega$$

¿Qué valor deberá tomar la resistencia interna del estabilizador, si la carga aumenta su demanda de corriente hasta 150 mA?

Solución:

Como es lógico, para que se mantenga la tensión en la carga, la caída de tensión producida en el estabilizador debe mantenerse en los 4 V. Para que esto ocurra, la resistencia interna del estabilizador deberá disminuir hasta:

$$r_i = \frac{4\ \text{V}}{0{,}15\ \text{A}} = 26{,}7\ \Omega$$

Para conseguir un regulador en serie necesitaremos, por un lado, de un elemento que pueda modificar su resistencia interna (dispositivo de control) y de un elemento sensible a los cambios de tensión (tensión de referencia), tal como se muestra en el diagrama de bloques de la Figura 12.14.

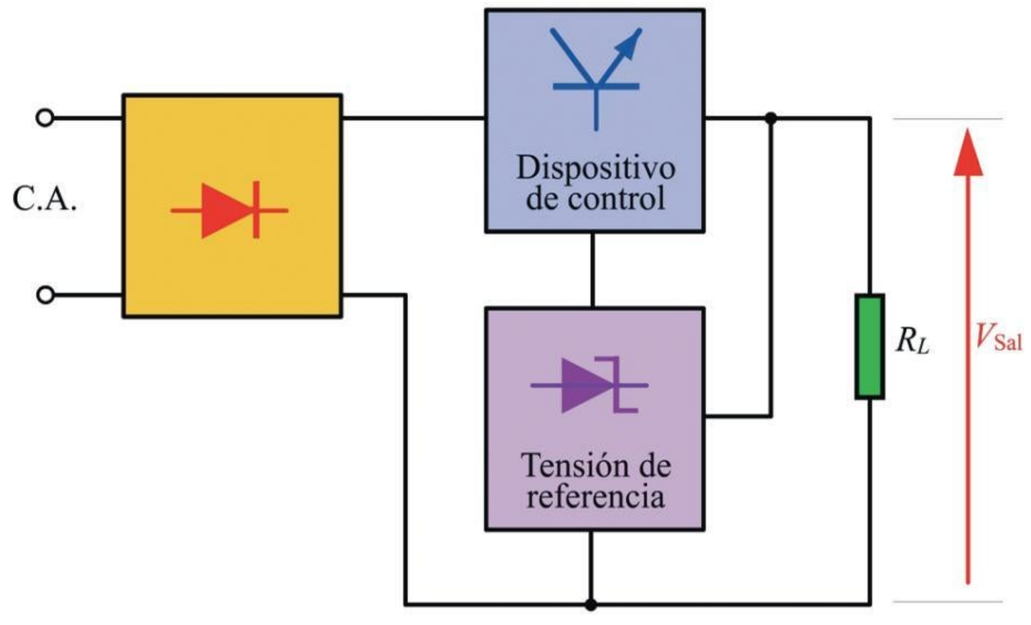


Figura 12.14. Diagrama de bloques de un estabilizador en serie.

Uno de los componentes que puede modificar su resistencia interna es el transistor. Mediante un elemento detector de los cambios de tensión, como un diodo Zener y un transistor, es posible construir un modelo sencillo de regulador en serie como el que se muestra en la Figura 12.15.

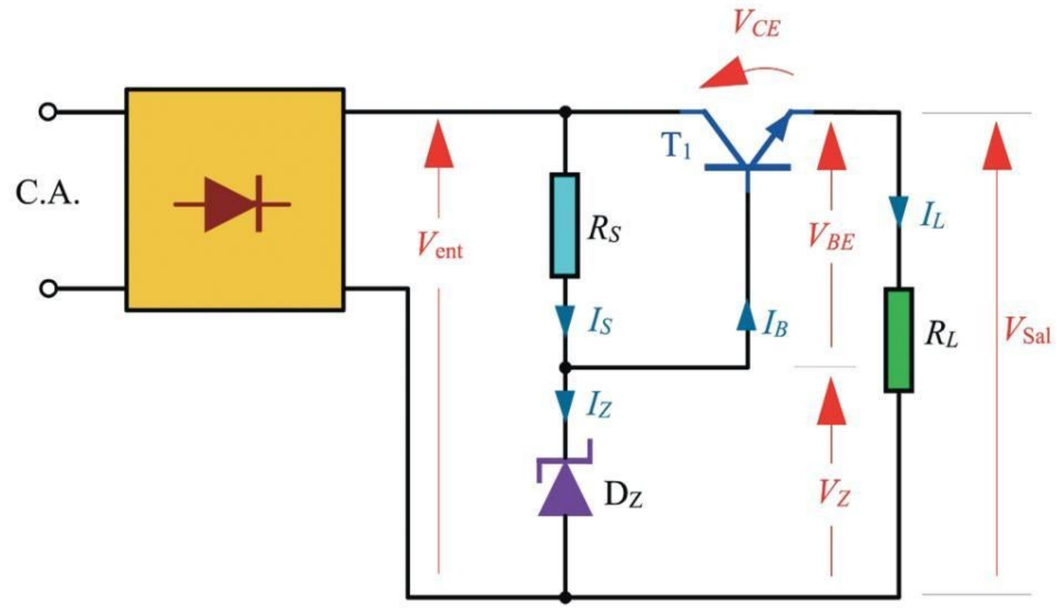


Figura 12.15. Regulador en serie simple.

El transistor T_1 está dispuesto en configuración colector común, lo que nos indica que es un seguidor de emisor. Según se puede apreciar en la Figura 12.15, la tensión de entrada del transistor, que se corresponde con la tensión del Zener, se aplica directamente a la base del transistor y la tensión de salida aparece en el emisor. La tensión de salida de este estabilizador es siempre algo inferior a la de entrada del Zener, tal como se deduce de la siguiente relación:

$$V_{\text{sal}} = V_z - V_{BE}$$

De esta forma, si la tensión de entrada aplicada al estabilizador se modifica, la tensión Zener permanece constante, manteniéndose también constante la tensión de salida en la carga.

Hay que tener en cuenta que la tensión base-emisor del transistor es: $V_{BE} = V_z - V_{\text{sal}}$, por lo que si, por ejemplo, la tensión de salida tiende a disminuir por un aumento de la corriente en la carga, como la tensión V_z de referencia se mantiene al mismo valor, la tensión base-emisor tiende a aumentar; lo que provoca un aumento en la conducción del transistor y, por tanto, una disminución de la caída de tensión entre colector y emisor que compensa la disminución inicial de V_{sal}.

El efecto de estabilización de la tensión se consigue gracias a la variación que se produce en la resistencia colector-emisor del transistor. Observa que dicha resistencia se encuentra en serie con la carga y que produce una caída de tensión V_{CE} que se resta a la tensión de entrada del estabilizador:

$$V_{\text{sal}} = V_{\text{ent}} - V_{CE}$$

El diodo Zener está conectado en serie con la resistencia R_s. El valor óhmico de esta resistencia debe ser el adecuado

© Ediciones Paraninfo

para que el Zener trabaje siempre en la zona de ruptura dentro de unos límites de tensión preestablecidos.

Para entender mejor cómo funciona este circuito de estabilización en serie, supongamos que la tensión de entrada V_{ent} tiende a aumentar. En este caso, el diodo Zener tenderá a mantener la tensión V_z a costa de producir un aumento de la corriente I_z que fluye por sí mismo. Este aumento de I_z se traduce en un aumento de corriente por la resistencia limitadora R_s y, por consiguiente, en un aumento de la caída de tensión entre sus terminales. Como esta resistencia está conectada entre los terminales de colector y base, al aumentar dicha caída de tensión se produce un aumento de la polarización negativa colector-base, que trae como consecuencia un aumento de la resistencia colector-emisor. En definitiva, la tensión V_{CE} se hace mayor y el aumento de tensión de entrada inicial queda compensado, manteniéndose estable la tensión de salida.

Otro de los fenómenos de inestabilidad que se puede dar en la fuente de alimentación es que la carga sea variable. Supongamos que la corriente de carga I_L tiende a aumentar por una disminución de R_L. Como la corriente de emisor I_E es la misma que la de la carga, también aumenta, provocando una elevación de la caída de tensión V_{CE} entre colector y emisor, que trae consigo una disminución de la tensión de salida V_{sal}. A la vez que se produce el aumento de la corriente de emisor, la intensidad de base también tiende a aumentar ($I_B = I_E/\beta$), provocando una elevación de la tensión de polarización V_{BE}. Esto hace que la resistencia de colector-emisor se reduzca y con ella la caída de tensión V_{CE}, manteniéndose constante la tensión de salida en la carga.

Actividad resuelta 12.5

El puente rectificador de una fuente de alimentación proporciona una tensión continua de 14 V al estabilizador en serie de la Figura 12.16. Para conseguir una tensión estable en la salida, se conecta un diodo Zener de 8,2 V con una resistencia limitadora de 100 Ω. Si el transistor posee una ganancia $\beta = 80$, determina la tensión y corriente para una carga de 75 Ω, la corriente por el Zener, así como la potencia que disipa el transistor.

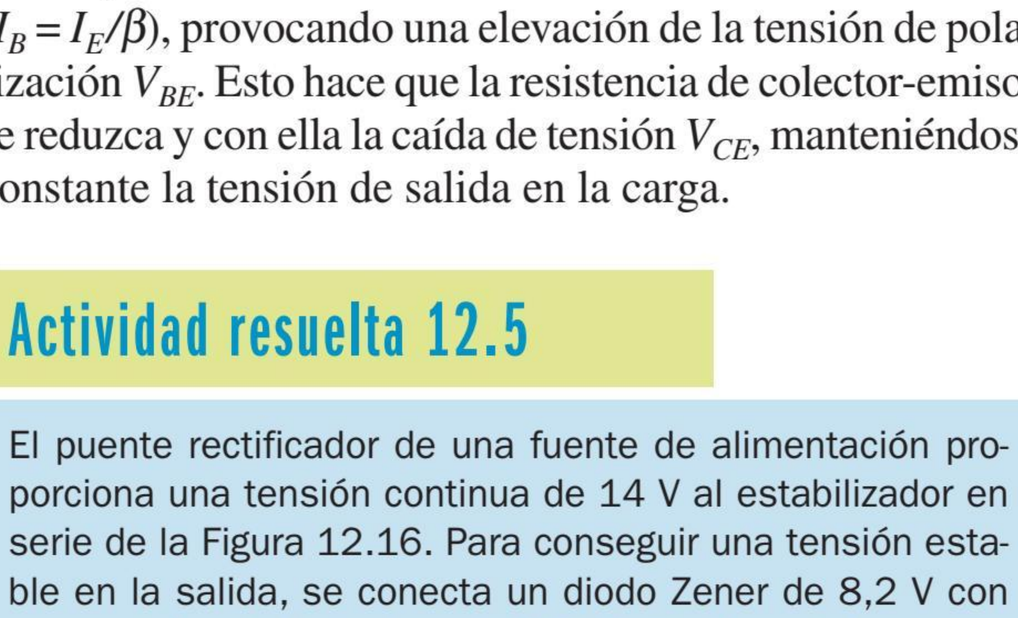


Figura 12.16.

Solución:

La tensión en la carga será igual a:

$$V_{sal} = V_z - V_{BE} = 8{,}2 - 0{,}7 = 7{,}5 \text{ V}$$

La corriente por la carga la calculamos con la ley de Ohm:

$$I_L = \frac{V_{sal}}{R_L} = \frac{7{,}5}{75} = 0{,}1 \text{ A} = 100 \text{ mA}$$

La corriente por el Zener la calculamos aplicando la 1.ª ley de Kirchhoff:

$$I_z = I_s - I_B$$

La corriente por la resistencia limitadora es igual a:

$$I_s = \frac{V_{ent} - V_z}{R_s} = \frac{14 - 8{,}2}{100} = 0{,}058 \text{ A} = 58 \text{ mA}$$

La corriente por la base la determinamos a partir de la ganancia del transistor:

Como: $I_E = I_L$, $I_B = \frac{I_E}{\beta} = \frac{100}{80} = 1{,}25$ mA

$$I_z = 58 - 1{,}25 = 56{,}75 \text{ mA}$$

La potencia de disipación del transistor será igual a:

$$P = V_{CE} \cdot I_E = (V_{ent} - V_{sal}) \cdot I_E =$$
$$= (14 - 7{,}5) \cdot 0{,}1 = 0{,}65 \text{ W}$$

12.2.6. Estabilizador en serie con realimentación

Este tipo de estabilizador mejora las características del estudiado con anterioridad, al añadir un dispositivo de comparación (*comparador*). Este dispositivo compara la tensión de salida con la de referencia del Zener, dando como resultado una tensión diferencial de realimentación que activa el dispositivo de control, y que consigue mantener la tensión de salida a un valor estable.

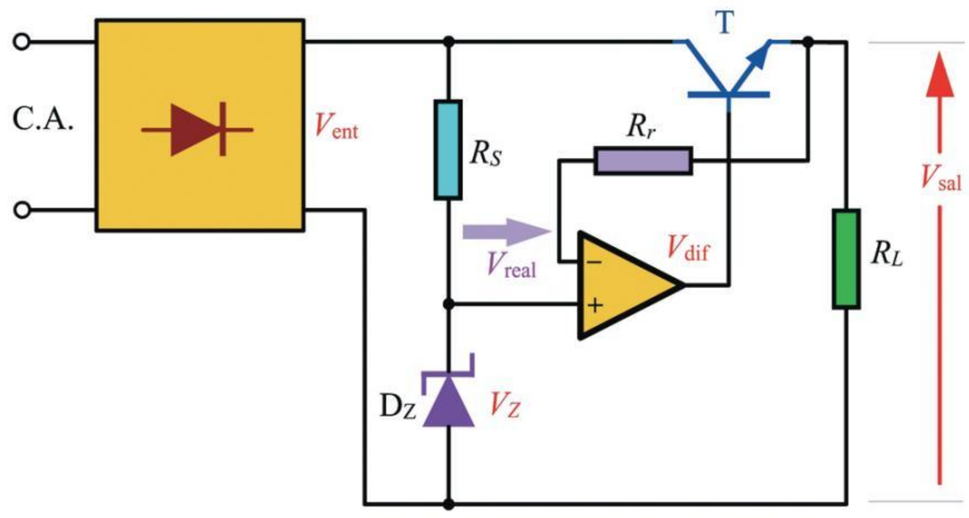


Figura 12.17. Estabilizador serie con AO.

En el circuito de estabilización de la Figura 12.17, se ha empleado un amplificador operacional como elemento

© Ediciones Paraninfo

comparador. La tensión de realimentación se aplica a la entrada inversora y la de referencia del Zener a la no inversora. En la salida del amplificador operacional se obtiene una tensión diferencial que activa al transistor de control.

12.2.7. Fuentes de alimentación con reguladores de tensión integrados

Debido al gran avance de las nuevas tecnologías en la integración de circuitos, hoy en día se fabrican una gran variedad de reguladores de tensión en forma de circuito integrado de tan solo tres terminales. Estos circuitos, que permiten integrar una gran cantidad de componentes discretos en una única cápsula (C.I.), hacen más fácil el trabajo del proyectista y abaratan considerablemente el producto final.

En la Figura 12.18 se muestra el circuito de una fuente de alimentación estabilizada mediante un regulador integrado.

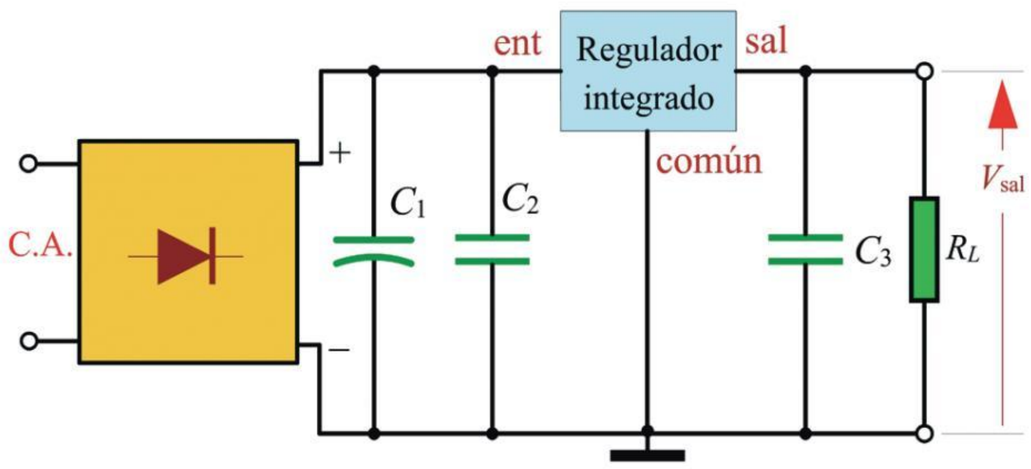


Figura 12.18. Fuente de alimentación con regulador integrado.

El regulador integrado consta de tres terminales: uno se corresponde con el de entrada de la tensión sin estabilizar y otro con el de salida de tensión estabilizada. El tercero se corresponde con el terminal común a la entrada y salida que, por lo general, se conecta a masa.

A modo de ejemplo, en la Figura 12.19 se muestra el aspecto del regulador integrado LM7805 y la disposición de sus terminales.

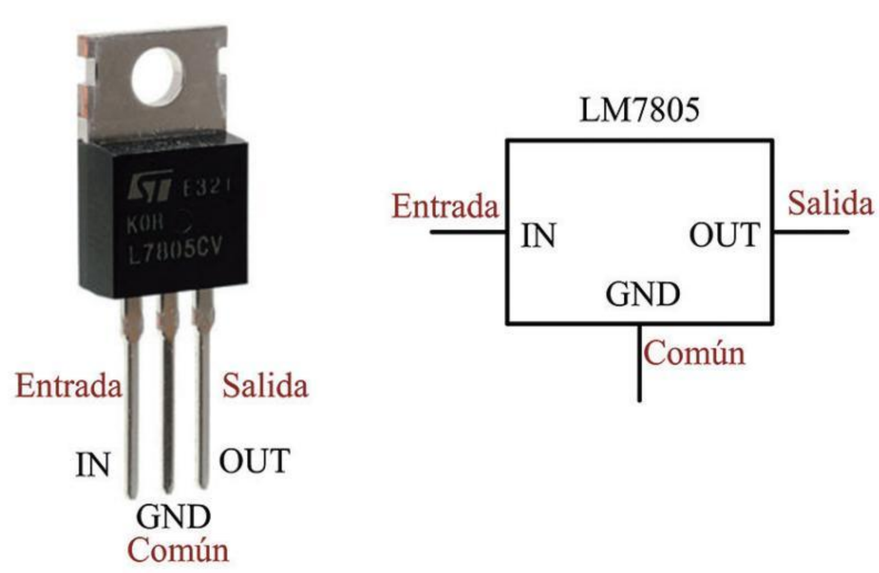


Figura 12.19. Regulador de tensión integrado LM7805.

Esta fuente de alimentación es muy sencilla, ya que, aparte de los componentes habituales (transformador, dios rectificadores y condensador C_1 de alta capacidad, que hace las funciones de filtro), se compone del C.I. del regulador al que se le añaden un condensador C_2 de baja capacidad a la entrada del regulador y otro C_3 a la salida. Estos condensadores poseen la función de proporcionar una tensión a la entrada y salida del regulador más estable para ruidos de alta frecuencia.

Los reguladores de tensión integrados ofrecen muy buenas características para las diferentes aplicaciones. Seguidamente, indicamos una clasificación de las características más relevantes de estos según su aplicación:

a) Según su polaridad:
- Salida positiva (negativo a masa).
- Salida negativa (positivo a masa).

b) Según la corriente que pueden controlar:
- De potencia.
- De señal.

c) Según la amplitud de la tensión de salida:
- Tensión de salida fija.
- Tensión de salida ajustable.

d) Según sus protecciones:
- Con limitación de corriente.
- Sin limitación de corriente.
- Con limitación ajustable de corriente.

En las hojas de especificaciones técnicas que proporcionan los fabricantes de reguladores integrados se pueden encontrar las características más significativas de estos, como son:

- Corriente máxima de salida.
- Tensión de regulación.
- Protecciones internas (al cortocircuito, sobrecargas, sobrecalentamientos, etc.).
- Tipo de encapsulado.
- Temperaturas de trabajo, temperatura máxima de la unión.
- Tensión de entrada máxima y mínima.
- Tensión de salida máxima, nominal y mínima.
- Tensión de rizado en la salida.

En el mercado existen una gran variedad de reguladores de tensión integrados. Seguidamente, vamos a estudiar, a modo de ejemplo, las características de alguno de los reguladores más representativos.

© Ediciones Paraninfo

12.2.8. La serie de reguladores 7800

Dentro de esta serie, existe una variedad que proporciona tensiones fijas desde 5 hasta 24 V, tal como se muestra en la Tabla 12.1.

Tabla 12.1. Tensiones del regulador 7800

Regulador integrado	Tensión nominal de salida	Tensión de entrada mínima (V)	Tensión de entrada máxima (V)
7805	+5 V	7	25
7806	+6 V	8	25
7808	+8 V	10,5	25
7885	+8,5 V	10,5	25
7812	+12 V	14,5	30
7815	+15 V	17,5	30
7818	+18 V	21	33
7824	+24 V	27	38

- Corriente de salida máxima: 1,5 A.
- Potencia máxima de disipación: 15 W.
- Temperaturas de trabajo: 0 °C-150 °C.
- Polaridad positiva (negativo a masa).
- Limitación de corriente de cortocircuito.
- Protección contra sobrecarga térmica.

Con el encapsulado metálico se consigue mayor potencia de trabajo que con el de plástico, con lo que se pueden aumentar considerablemente estas potencias incorporando aletas de refrigeración.

La serie de reguladores de tensión 7900 posee polaridad negativa y las mismas características eléctricas que la serie 7800.

A modo de ejemplo, en la Figura 12.20 se muestra un recorte de la hoja de características del regulador integrado LM7805 con la interpretación de las especificaciones más relevantes.

Consulta en el MATERIAL WEB que se ha preparado para este texto, las hojas de características de la serie de reguladores LM7800 y LM7900.

12.2.9. Reguladores integrados con tensión ajustable

Mediante un regulador integrado es posible obtener en la salida una tensión ajustable a la salida. Para ello, se incluye entre los terminales de salida y común del regulador una resistencia fija R_1 y un potenciómetro R_2, tal como se muestra en el circuito de la Figura 12.21.

Con este sistema, es posible ajustar el valor de la tensión de salida por encima de la tensión nominal del regulador. Estudiaremos detenidamente cómo se consigue esto.

En el circuito de la Figura 12.21 se ha tomado el regulador integrado LM7805, lo que implica que su tensión nominal de regulación es $V_n = 5$ V. Se trata de averiguar cuál será la tensión máxima que se puede obtener en la salida al ajustar el potenciómetro R_2 a su valor máximo.

El terminal común del regulador no se ha conectado a masa, sino a la resistencia R_2. Por otro lado, la tensión nominal del regulador V_n aparecerá de forma casi invariable entre el terminal común y el de salida, por lo que esta tensión queda aplicada entre los extremos de la resistencia R_1. Todos los reguladores integrados derivan por su terminal

Electrical Characteristics LM7805

Parameter	Symbol	Conditions		Min.	Typ.	Max.	Unit	
Output Voltage	VO	TJ =+25 °C		4.8	5.0	5.2	V	Tensión de salida
		5.0mA ≤ Io ≤ 1.0A, PO ≤ 15W VI = 7V to 20V		4.75	5.0	5.25		
Line Regulation	Regline	TJ=+25 °C	VO = 7V to 25V	-	4.0	100	mV	Variaciones en la tensión de salida
			VI = 8V to 12V	-	1.6	50		
Load Regulation	Regload	TJ=+25 °C	IO = 5.0mA to1.5A	-	9	100	mV	Variaciones en la tensión de salida
			IO =250mA to 750mA	-	4	50		
Quiescent Current	IQ	TJ =+25 °C		-	5.0	8.0	mA	Corriente de reposo
Quiescent Current Change	ΔIQ	IO = 5mA to 1.0A		-	0.03	0.5	mA	Variaciones en la corriente de reposo
		VI= 7V to 25V		-	0.3	1.3		
Output Voltage Drift	ΔVO/ΔT	IO= 5mA		-	-0.8	-	mV/ °C	Deriva de la tensión de salida con la temperatura
Short Circuit Current	ISC	VI = 35V, TA =+25 °C		-	230	-	mA	Corriente de cortocircuito
Peak Current	IPK	TJ =+25 °C		-	2.2	-	A	Corriente máxima de salida

Figura 12.20. Hoja de características del regulador integrado LM7805.

© Ediciones Paraninfo

común una pequeña corriente, conocida por el nombre de *corriente de reposo* I_Q. Esta corriente suele ser muy pequeña (casi nunca supera los 8 mA) y permanece prácticamente constante para las diferentes condiciones de trabajo. Así, tenemos que la tensión de salida del regulador será igual a la suma de la tensión en R_1 y R_2:

$$V_{sal} = V_n + R_2 I_{R2}$$

Como $I_{R2} = I_Q + I_{R1} = I_Q + \frac{V_n}{R_1} +$, tenemos que:

$$V_{sal} = V_n + R_2 \left(I_Q + \frac{V_n}{R_1} \right)$$

Donde queda clara la dependencia que posee la tensión de salida con las resistencias R_1 y R_2.

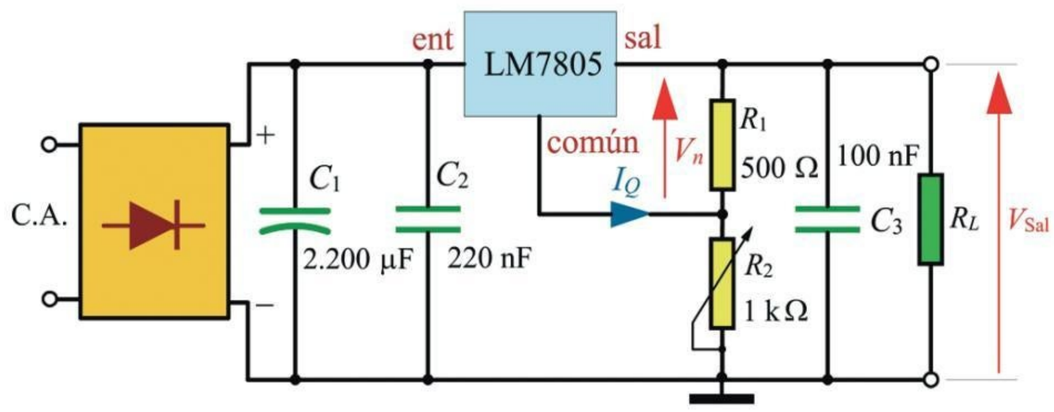


Figura 12.21. Fuente de alimentación con regulador de tensión ajustable.

Actividad resuelta 12.6

Determina la tensión de salida del circuito de la Figura 12.21, si el regulador posee una corriente de reposo de 8 mA.

Solución:

$$V_{sal} = 5 + 1.000 \left(0{,}008 + \frac{5}{500} \right) = 23 \text{ V}$$

Actividad propuesta 12.1

¿A qué valor habrá que ajustar el potenciómetro R_2 para conseguir una tensión de salida de 10 V?

Resultado: 278 Ω

A pesar de que se puede construir una fuente de alimentación con tensión regulable con cualquier regulador integrado, existen en el mercado reguladores de tensión integrados específicos para realizar esta tarea de una forma más adecuada y que sean capaces de cubrir un mayor rango de regulación de tensión, como por ejemplo el LM317T. Este regulador posee una tensión nominal de tan solo 1,25 V. De esta forma puede entregar a la salida una tensión ajustable entre 1,25 V y 37 V.

La corriente máxima que puede proporcionar es de 1,5 A y es necesario el uso de un disipador de calor para evitar el exceso de temperatura. Incluye protección por sobrecarga de corriente y exceso de temperatura. En la Figura 12.22 se muestra el aspecto del regulador integrado LM7317T y la disposición de sus terminales.

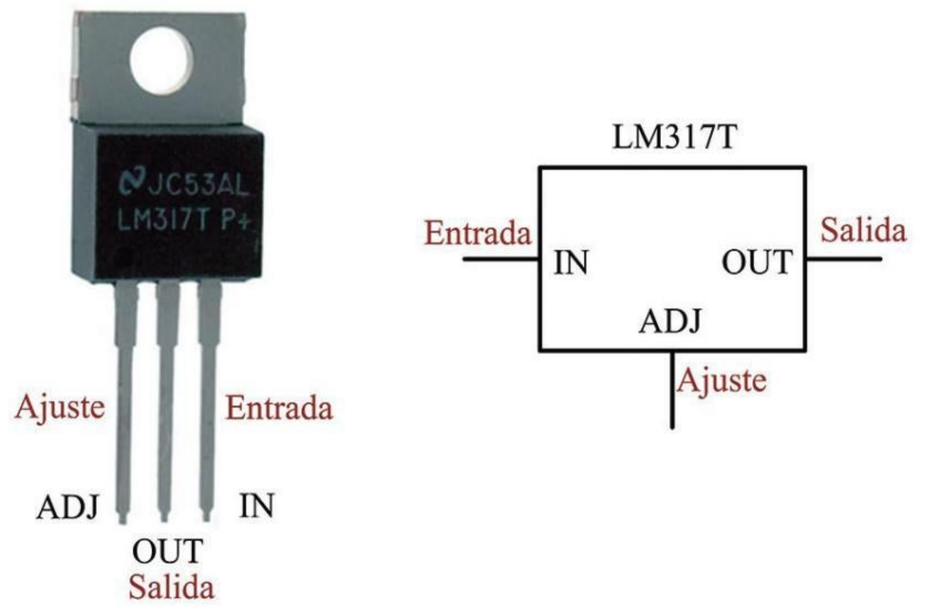


Figura 12.22. Regulador integrado de tensión ajustable LM317T.

Para el cálculo de la tensión a la salida de este regulador se aplican los mismos conceptos ya estudiados, con la diferencia de que el LM317T posee una corriente de reposo de 100 µA.

Actividad resuelta 12.7

En la Figura 12.23 se muestra el circuito típico de una fuente de alimentación con el regulador LM317T. Calcula la máxima tensión de salida.

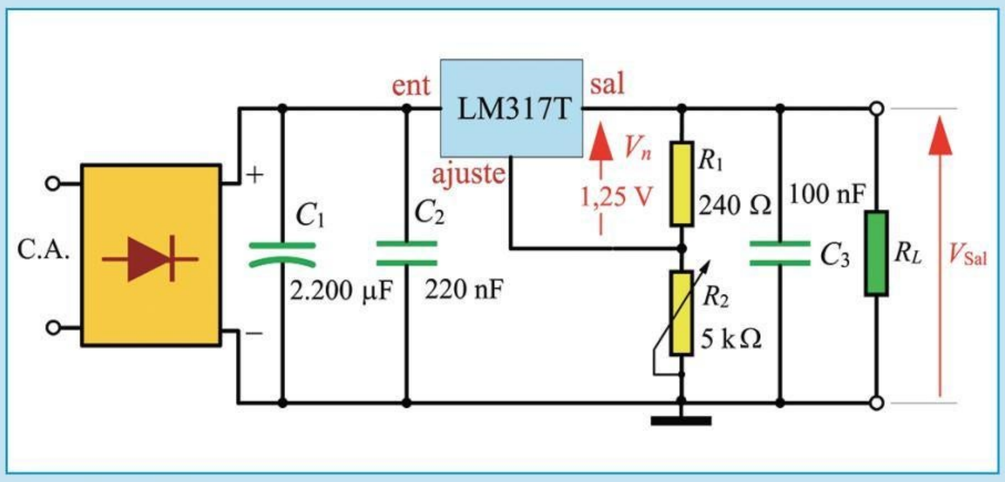


Figura 12.23.

Solución:

$$V_{sal} = 1{,}25 + 5.000 \left(0{,}0001 + \frac{1{,}25}{240} \right) = 32{,}29 \text{ V}$$

© Ediciones Paraninfo

12.2.10. Fuente de corriente con regulador integrado

Conectando una resistencia R_1 en serie con la carga y conectando el terminal común del regulador integrado entre esta resistencia y la carga, se puede conseguir que la corriente que entregue el regulador a la carga sea fija, independientemente del valor óhmico que tome la resistencia de carga R_L. En la Figura 12.24, se muestra el circuito de este tipo.

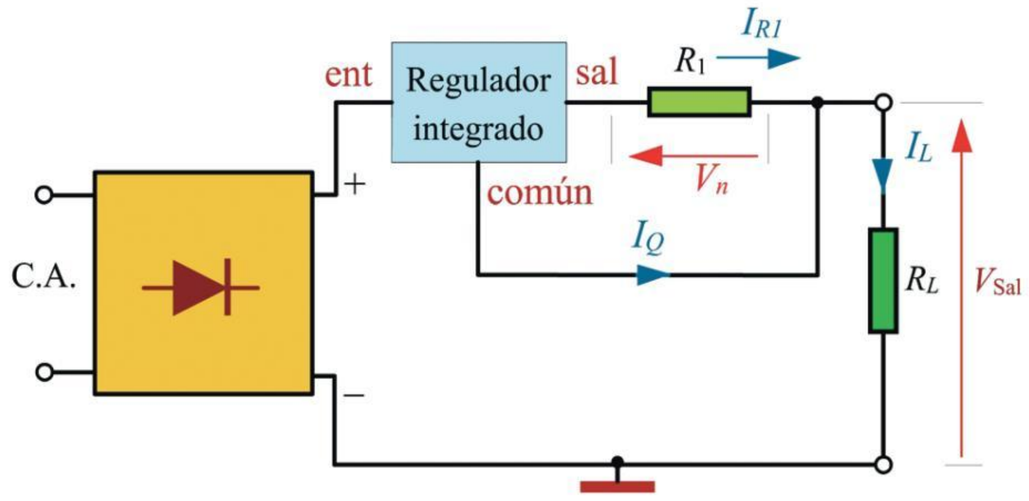


Figura 12.24. Fuente de corriente con regulador integrado.

En este circuito, se cumple que la intensidad I_L por la carga es igual a la suma de la corriente de reposo I_Q más la que fluye por la resistencia limitadora R_1. Como la tensión de regulación queda aplicada en dicha resistencia, se cumple que:

$$I_L = I_Q + I_{R1} = I_Q + \frac{V_n}{R_1}$$

Actividad resuelta 12.8

Determina la intensidad entregada por la fuente de corriente de la Figura 12.24, si utilizamos el regulador LM7815 al que conectamos una resistencia limitadora de 20 Ω.

Solución:

$$I_L = 0{,}008 + \frac{15}{20} = 0{,}758 \text{ A} = 758 \text{ mA}$$

Este valor se mantendrá fijo para diferentes valores óhmicos de carga.

Actividad propuesta 12.2

¿De qué potencia deberá ser como mínimo la resistencia limitadora en este caso? ¿Qué tensión aparecerá en una carga de 30 Ω?

Resultado: 11,25 W; 22,74 V

Aparte de los reguladores integrados 78XX y 79XX existe una gran variedad de los mismos, como, por ejemplo, para tensiones fijas con tres terminales: LM109, LM209, LM309, LM123, LM223, LM323; para tensiones ajustables con tres terminales: LM117, LM217, LM317, LM137, LM237, LM337, LM138, LM238, LM338; reguladores con más de tres terminales: L200, LM105, LM205, LM305, TEA5110; A723, TEA7028, TEA7034 y otros muchos más, que hacen posible el diseño de fuentes de alimentación adecuadas a las necesidades del proyectista.

12.3. Fuentes de alimentación conmutadas

Dado el gran avance de la integración de circuitos, hoy en día se incorporan a la mayoría de los equipos de consumo del sector electrónico las fuentes de alimentación conmutadas. En un principio, este tipo de alimentación es mucho más compleja y cara, pero posee un rendimiento mucho mayor que las fuentes de alimentación convencionales (las fuentes de alimentación conmutadas consiguen hasta un rendimiento del 80 % frente al 40 % o 50 % de las convencionales).

En las fuentes de alimentación convencionales, tanto los transistores de control como los reguladores de tensión integrados que se conectan en serie con la carga, consiguen controlar la tensión a un valor estable a costa de producir una caída de tensión entre los terminales de entrada y salida. De esta forma, estos elementos tienen que disipar una potencia igual a dicha caída de tensión por la intensidad máxima que fluye hacia la carga. Esta potencia se considera una pérdida y se transforma íntegramente en calor, por lo que el rendimiento que se consigue es bajo, aparte del inconveniente añadido de tener que deshacerse del calor generado con voluminosas aletas de refrigeración o, incluso, ventiladores.

Las fuentes de alimentación conmutadas utilizan otro método de trabajo, ya que hacen trabajar al transistor de control, que queda en serie con la carga, en forma de conmutación. Esto significa que dicho transistor va a trabajar únicamente en dos estados: en corte o en saturación (como un interruptor abierto o como un interruptor cerrado). De esta forma, se consigue que la disipación de potencia en el transistor de control en cualquiera de los dos estados sea mínima (en corte, la corriente es prácticamente nula, mientras que la resistencia colector-emisor es elevada; en saturación, la corriente es elevada pero la resistencia colector-emisor es muy pequeña), lo que puede aumentar la corriente que controla dicho transistor respecto al utilizado en una fuente de alimentación convencional.

En la Figura 12.25 se muestra en un diagrama de bloques las partes fundamentales de que consta una fuente de alimentación conmutada.

© Ediciones Paraninfo

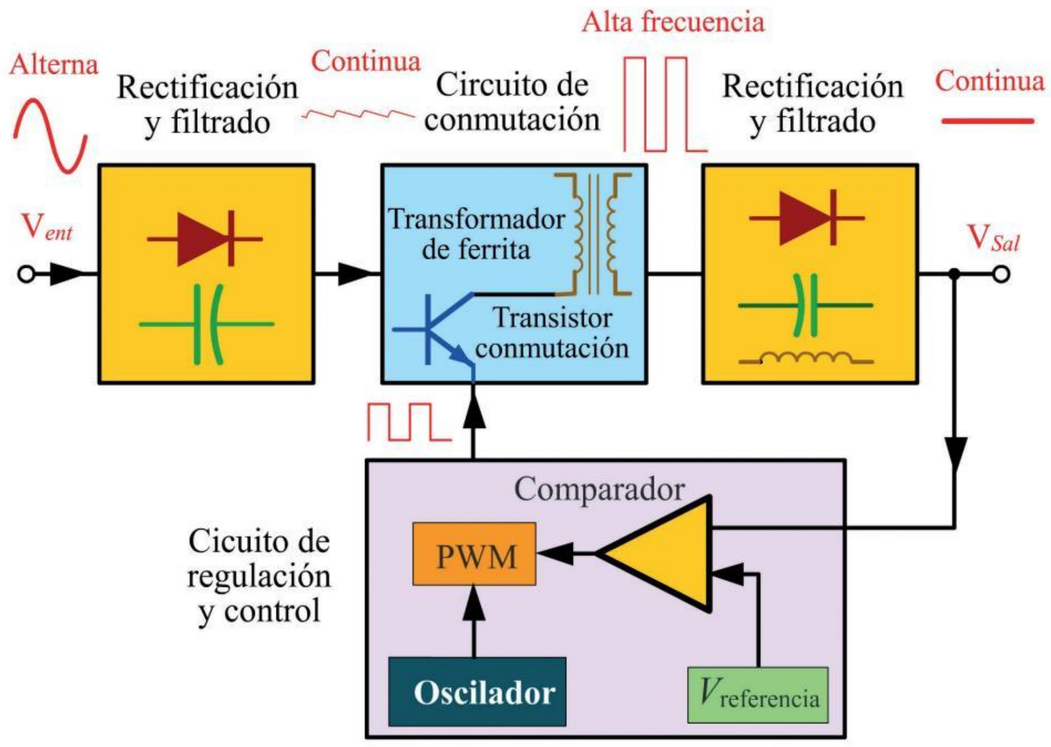


Figura 12.25. Diagrama de bloques de una fuente de alimentación conmutada.

En un primer paso, al igual que se hace en una fuente de alimentación lineal, tenemos el circuito de rectificación y filtrado que convierte la tensión alterna de la red en una tensión continua.

Posteriormente, se dispone del circuito de conmutación que está constituido por un transistor que trabaja en ciclos de corte y saturación a alta frecuencia.

A la salida de dicho circuito de conmutación, se le añade un transformador con núcleo de ferrita que reduce la tensión a los valores requeridos para su salida, y por último, se le conecta una nueva etapa de rectificación y filtrado.

El circuito de estabilización está formado por un oscilador de frecuencia, una tensión de referencia, un comparador de tensión y un modulador de ancho de pulso (PWM). Este circuito mide la tensión a la salida de la fuente, la compara con la de la referencia y realiza los ajustes necesarios en la frecuencia y en el ancho del pulso de los ciclos de conmutación para conseguir una tensión de salida constante para las diferentes demandas de corriente por parte de la carga.

El funcionamiento simplificado de este sistema viene a ser de la siguiente forma: una vez rectificada y filtrada la tensión de entrada de C.A., el transistor de control conmuta (todo o nada) la tensión continua obtenida a una frecuencia entre 10 y 100 kHz, consiguiendo una tensión alterna de tipo triangular en su salida.

Para conseguir una tensión estable en la salida, el circuito de regulación gobierna al transistor de control, modificando su frecuencia de conmutación o variando su tiempo de conducción (ancho del pulso).

El transformador de ferrita, que se incluye en el circuito de conmutación, proporciona la tensión de salida adecuada y realiza funciones de separación con la red.

Por último, se rectifica y filtra con condensadores e inductancias la tensión proporcionada por el secundario del transformador, obteniendo al final una tensión continua estable y con una muy baja tensión de rizado gracias a la efectividad de los filtros ante las altas frecuencias.

Para cualquier desestabilización de la tensión de salida, el circuito de control y regulación ajusta automáticamente los parámetros del circuito de conmutación hasta conseguir el valor prefijado.

Así, por ejemplo, si la demanda de corriente de la fuente fuese grande, la tensión de salida tendería a ser menor. El circuito de control mide la tensión de salida y aumenta la frecuencia del oscilador y el tiempo de conducción del transistor (ancho del pulso), consiguiendo así compensar la disminución de tensión.

Uno de los problemas que a menudo se producen en estas fuentes es que cuando baja mucho la demanda de corriente, la frecuencia de conmutación puede bajar hasta alcanzar el rango audible. Lo que puede llegar a provocar zumbidos y pitidos molestos.

Además de esto, los circuitos de conmutación tienden a producir radiaciones electromagnéticas que pueden interferir en el funcionamiento de otros equipos electrónicos. También son las causantes de perturbaciones en la forma de onda de la tensión de red, nos referimos a la producción de armónicos, que tantos problemas causan.

Para evitar estos inconvenientes se añaden filtros especiales a la entrada de la fuente y se apantallan aquellos circuitos o componentes causantes de la radiación.

En la Figura 12.26 se muestra el aspecto de una pequeña fuente de alimentación conmutada con la identificación de sus componentes más relevantes.

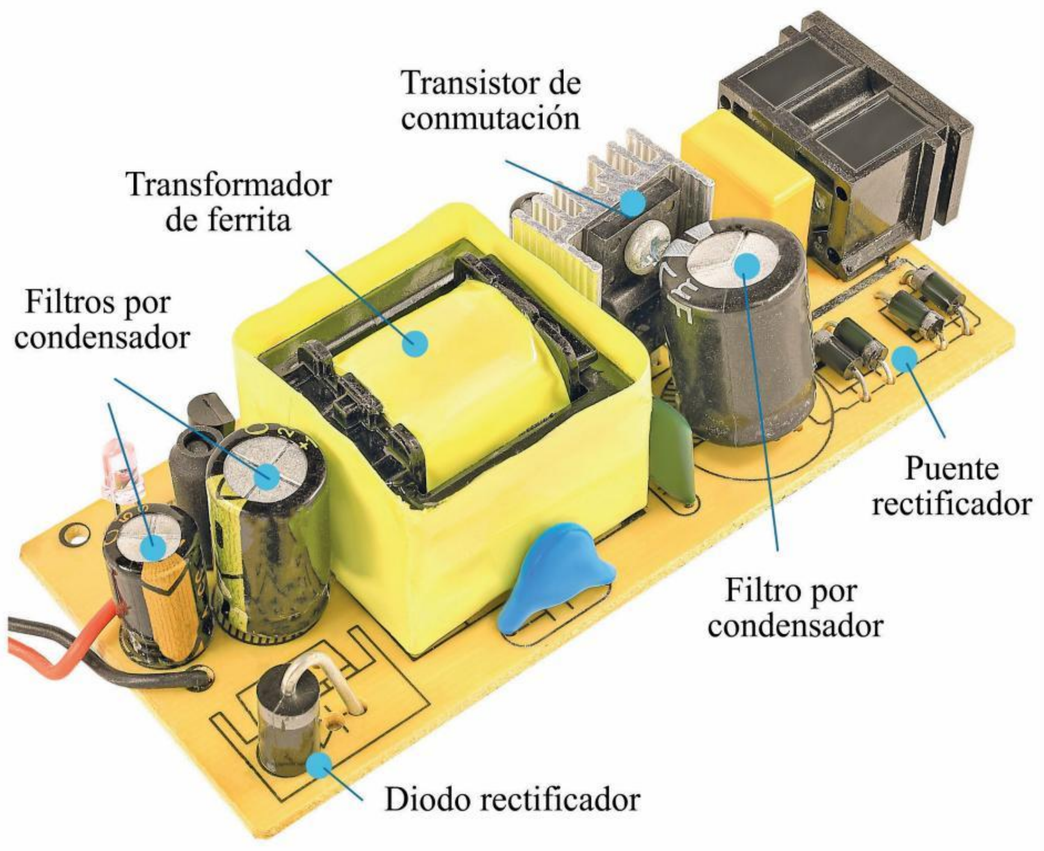


Figura 12.26. Fuente de alimentación conmutada.

Las fuentes conmutadas se han impuesto en el mercado gracias a su buen rendimiento, reducción de tamaño y precios asequibles, a lo que ha contribuido las nuevas tecnologías

© Ediciones Paraninfo

en la fabricación de circuitos integrados. Hoy en día las podemos encontrar en la mayor parte de las aplicaciones comerciales e industriales, como por ejemplo, en la alimentación de ordenadores, TV, cargadores de telefonía móvil, variadores de velocidad para motores, etcétera.

Una de las particularidades de estas fuentes es que se consigue reducir de forma considerable el tamaño del transformador. El ingenio consiste en hacer funcionar al transformador a una frecuencia elevada, por encima de la audible (para evitar ruidos molestos) entre 100 y 500 kHz. Cuando se aumenta la frecuencia de trabajo de un transformador, el nivel de inducción entre el primario y el secundario se hace mucho mayor, por lo que se necesita mucho menos flujo magnético para la transferencia de energía entre ambos bobinados. De esta forma se puede reducir el tamaño del núcleo magnético y el del número de espiras de los bobinados.

El inconveniente que se presenta, al trabajar el transformador a una frecuencia tan elevada, es que se produce un aumento exagerado en las pérdidas por corrientes inducidas (corrientes parásitas) en el núcleo magnético, que hacen inviable su funcionamiento para núcleos conductores de la electricidad, como el hierro. La solución a este problema es emplear núcleos que no sean conductores, como lo son los de ferrita.

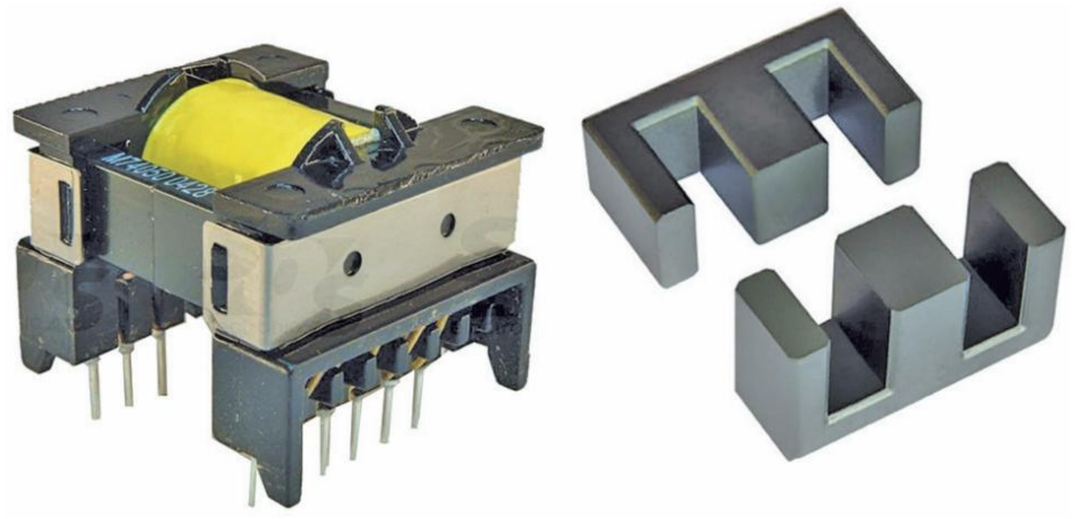


Figura 12.27. Transformador con núcleo de ferrita.

Actividad propuesta 12.3

Entra en internet y busca fabricantes de fuentes de alimentación conmutadas, consigue catálogos de las mismas y realiza una clasificación de estas fuentes de alimentación según sus características técnicas y prestaciones.

A modo de ejemplo, en la Figura 12.28 se muestra el extracto de un catálogo comercial de fuentes conmutadas.

G3 Series

Wattage		15W~150W
Features		• Miniature size, non-PFC • High reliability, 5G vibration, 70℃ operation • 300VAC input surge, all using 105℃capacitors • Suitable for critical applications • 2 outputs are isolated for RID series
Model No. Data Link	**Single**	RS-15 / RS-25 / RS-35 / RS-50 / RS-75 / RS-100 / RS-150
	Dual	RD-35 / RD-50 / RD-65 / RD-85 / RD-125
		RID-50 / RID-65 / RID-85 / RID-125
	Triple	RT-50 / RT-65 / RT-85 / RT-125
	Quad	RQ-50 / RQ-65 / RQ-85 / RQ-125

SE Series

Wattage	200W~1500W
Features	• Non-PFC, complete protections • Economical medium to high power models with safety certificate
Model No. Data Link	SE-200 / SE-350 / SE-450 / SE-600 / SE-1000 / SE-1500

RSP Series

Wattage	320W~3000W
Features	• Low profile with PFC function • With complete functions for 750W~ 3000W • Built-in parallel function for 1000W~3000W
Model No. Data Link	RSP-320 / RSP-750 / RSP-1000 / RSP-1500 / RSP-2000 / RSP-2400 / RSP-3000

SDR Series

Wattage	120W~480W
Features	• Slim design and high efficiency up to 94% • Built-in active PFC function • Assemble on industrial rail TS35 / 7.5 or 15 • Built-in DC OK relay contact • 150% peak load capability
Model No. Data Link	SDR-120 / SDR-240 / SDR-480 / SDR-480P

Figura 12.28. Fuentes de alimentación conmutadas. (Cortesía de MEAN WELL.)

© Ediciones Paraninfo

Prácticas de laboratorio

12.1. Verificación de un diodo Zener. Para comprobar si un diodo Zener está en buen estado es necesario someterlo al ensayo que se indica a continuación:

Toma un diodo Zener, por ejemplo uno de V_z = 12 V, y mediante una fuente de alimentación de tensión ajustable (0 a 30 V, 0,5 A) y una resistencia limitadora de 2 kΩ/1 W, monta el circuito de la Figura 12.29.

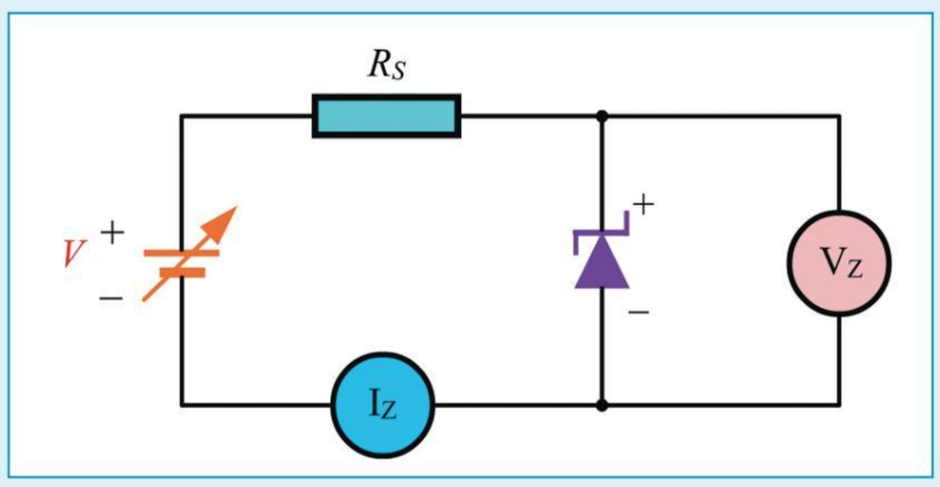


Figura 12.29. Verificación de un Zener.

Ahora, aumenta paulatinamente la tensión de la fuente y mediante el amperímetro y el voltímetro comprueba en cada momento las medidas de I_z y V_z. Para un Zener en buen estado, se debe mantener la tensión V_z a un valor estable, en torno a los 12 V, siempre que en la fuente se suministre una tensión algo superior. Comprueba cómo aumenta la corriente por el diodo Zener cuando se aumenta la tensión de alimentación por encima de los 12 V nominales del Zener, teniendo en cuenta que nunca se deberá superar la $I_{z(máx)}$ recomendada por el fabricante.

12.2. Fuente de alimentación estabilizada con diodo Zener. En la Figura 12.30 se muestra el circuito correspondiente a una fuente de alimentación estabilizada. El puente rectificador y el filtro con condensador consiguen una tensión continua con una tensión de rizado determinada. El efecto combinado del diodo Zener y la resistencia de polarización consigue reducir la tensión de rizado a valores muy pequeños y estabilizar la tensión en la carga, aunque esta se modifique.

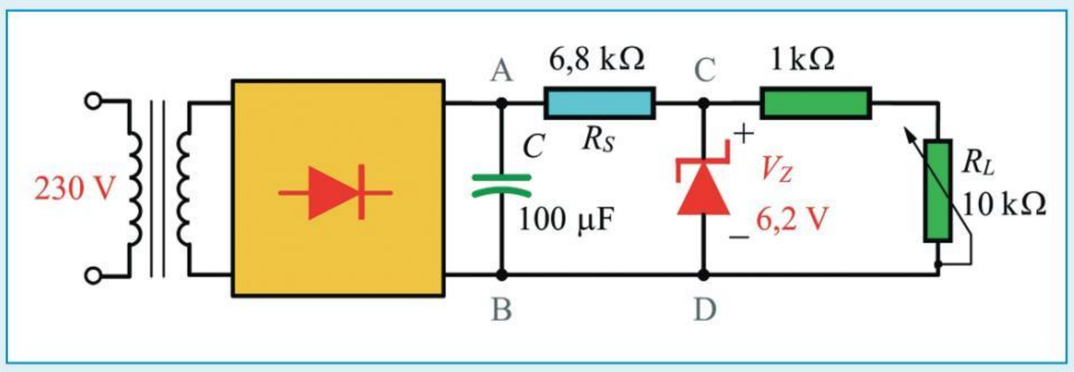


Figura 12.30. Fuente estabilizada con Zener.

El diodo Zener utilizado como regulador podría ser el BZX85-C6V2 o el BZY96-C6V2, es decir, un diodo que posea unos 6,2 V de tensión Zener. Para comprobar el efecto de estabilización cuando la carga se modifica, se ha utilizado un potenciómetro de 10 kΩ conectado a una resistencia fija de 1 kΩ.

a) Consigue el Zener, observa su aspecto e identifica sus terminales. Seguidamente, consulta en las especificaciones técnicas que facilita su fabricante y anota los valores característicos más relevantes del diodo seleccionado.

b) Monta el circuito de la Figura 12.29 en el entrenador didáctico y, antes de suministrar energía al primario del transformador, sitúa en su máxima resistencia al potenciómetro que simula a la carga variable.

c) Suministra energía al circuito y mediante un osciloscopio comprueba el aspecto de la tensión de salida en el puente rectificador (puntos A-B). Realiza la misma operación para la tensión de salida del regulador (puntos C-D) y compara los resultados obtenidos, poniendo especial atención en la disminución que el regulador produce en el rizado. Con un voltímetro de C.C. mide también las tensiones en dichos puntos.

d) Varía la carga mediante el potenciómetro, haciendo que su resistencia sea cada vez más pequeña. Repite las medidas del apartado (c) en cada una de las modificaciones de la carga y comprueba el efecto estabilizador del diodo Zener para cualquier régimen de carga.

12.3. Verificación de una fuente de alimentación. Comprueba a qué tipo pertenece la fuente de alimentación del laboratorio de electrónica y observa si existe en su circuito algún regulador de tensión integrado. Si es así, identifícalo y con la ayuda de un Data Book, obtén las características más significativas del mismo.

Seguidamente, conecta una carga a la salida de la fuente de alimentación y observa con un osciloscopio la calidad de la corriente continua en las diferentes etapas de la fuente de alimentación: después de los rectificadores, después del filtrado y después del regulador integrado.

A continuación, conecta a la salida un reóstato (resistencia variable de potencia) (Figura 12.31) y modifica la corriente de carga suministrada por la fuente de alimentación, comprobando el grado de estabilidad de la tensión en la carga y calcula el porcentaje de regulación obtenido, así como su resistencia interna.

© Ediciones Paraninfo

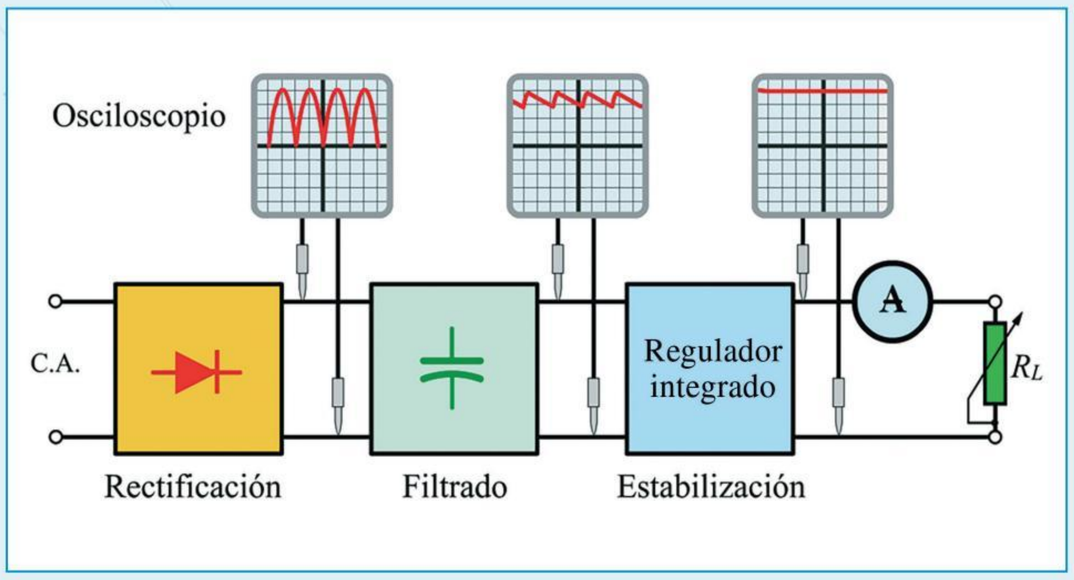


Figura 12.31. Verificación de una fuente de alimentación.

Por último, somete a la fuente de alimentación a corrientes de carga superiores a la nominal y comprueba cómo actúa el sistema de limitación de corriente.

12.4. Diseño de una fuente de alimentación regulada. Se trata de diseñar el circuito para una fuente de alimentación estabilizada mediante un regulador de tensión integrado de la serie 78XX.

Para dar mayor versatilidad a la fuente, se le podrá incorporar un potenciómetro con el fin de poder ajustar la tensión de salida dentro de unos valores determinados. De esta forma, el esquema del circuito podría ser el de la Figura 12.32.

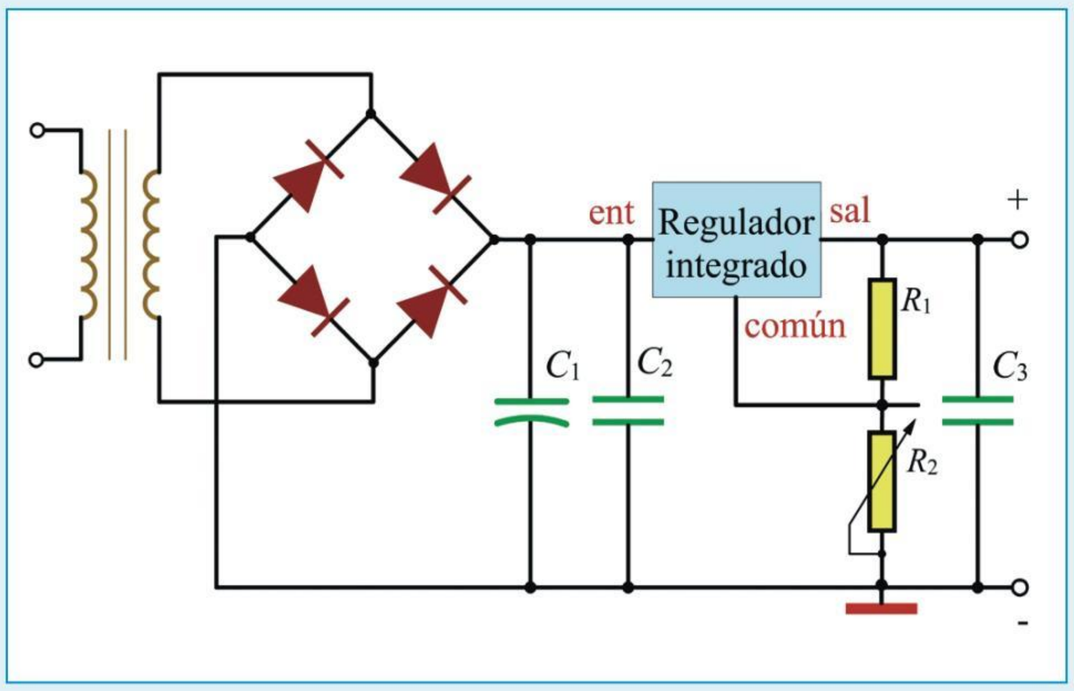


Figura 12.32. Fuente con regulador de tensión integrado.

El primer paso que habrá que dar será elegir la tensión y corriente nominal de salida. Con estos datos y con la ayuda de las especificaciones técnicas de los reguladores de tensión integrados, seleccionaremos el regulador que más se ajuste a nuestras necesidades.

Los valores del potenciómetro de ajuste R_2 y de la resistencia R_1 del divisor de tensión se calcularán para obtener las tensiones de ajustes deseadas en la salida.

Para el filtro C_1 será necesario un condensador de 2.200 µF o superior. Los condensadores antiparasitarios C_2 y C_3 podrán ser de 220 nF y 100 µF, respectivamente. Para la selección de los diodos de rectificación habrá que tener en cuenta la corriente nominal que van a suministrar, así como la tensión inversa que han de soportar. El transformador tendrá unas características tales que sea capaz de entregar la corriente nominal, así como la tensión requerida a la entrada del puente rectificador.

No olvidar que los reguladores de tensión integrados se calientan cuando realizan el proceso de estabilización. Por esta razón, es importante tener este factor en cuenta y fijar la cápsula del regulador a una aleta de refrigeración adecuada.

Para dar más calidad al diseño, se sugiere añadir las siguientes mejoras:

- Incluir un interruptor para cortar la alimentación del primario del transformador.
- Incluir un fusible de calibre adecuado a la salida del transformador, con el fin de proteger el rectificador y los filtros contra posibles cortocircuitos.
- Incluir un diodo LED, con su adecuada resistencia limitadora, a la salida del puente rectificador, con el fin de señalizar el encendido de la fuente de alimentación.

Para el montaje de los componentes, será necesario el diseño de una placa de circuito impreso, donde se conectarán los mismos mediante soldadura.

Una vez encontrados los valores adecuados de los componentes necesarios para esta fuente de alimentación y diseñada la placa del circuito impreso, monta y conexiona las diferentes partes del circuito y prepara la fuente para realizar las pruebas de verificación.

Verificación de la fuente de alimentación

Conecta una carga y un amperímetro a la salida de la fuente de alimentación y, mediante un osciloscopio, comprueba la calidad de la corriente continua en las diferentes etapas de la fuente de alimentación: después de los rectificadores y del filtrado y después del regulador integrado.

Comprueba cómo la tensión de salida se modifica al actuar sobre el potenciómetro de ajuste.

A continuación, conecta a la salida un reóstato y modifica la corriente de carga suministrada por la fuente de alimentación, comprobando el grado de estabilidad de la tensión en la carga y calcula el porcentaje de regulación obtenido, así como su resistencia interna.

Por último, somete a la fuente de alimentación a corrientes de carga superiores a la nominal y comprueba cómo actúa el sistema de limitación de corriente.

En el caso de surgir algún inconveniente de funcionamiento o una posible avería del circuito, consulta el apartado dedicado a la reparación de fuentes de alimentación incluido en la Unidad 8.

© Ediciones Paraninfo

12.5. Verificación del funcionamiento de una fuente conmutada. Consigue una fuente de alimentación conmutada y realiza las siguientes operaciones:

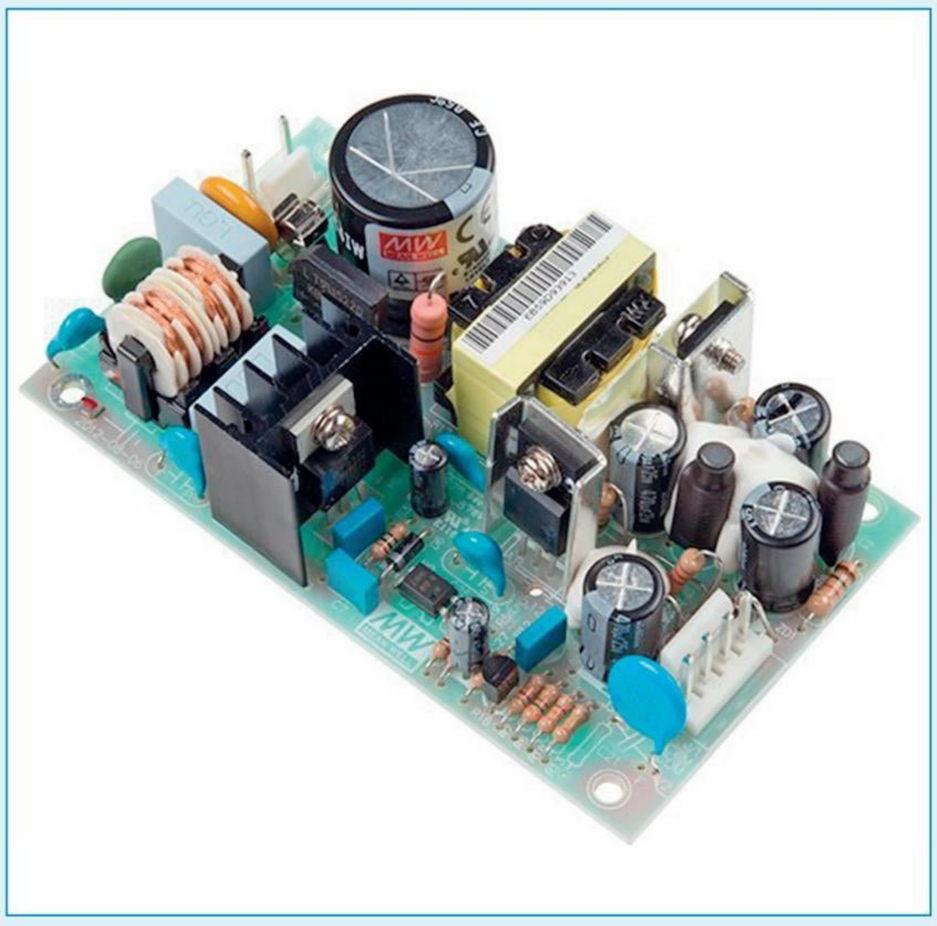


Figura 12.33. Fuente de alimentación conmutada.

- Analiza sus partes y explica la función que cumplen en el circuito.
- Identifica los componentes más relevantes y busca en internet sus hojas de características.
- Conecta la fuente a la alimentación eléctrica y comprueba con el polímetro y el osciloscopio las tensiones que aparecen en las diferentes etapas de rectificación.

12.6. Fuente de alimentación simétrica. Se trata de construir una fuente de alimentación con salida simétrica de ±15 V y 1 A con la ayuda de los reguladores integrados LM815 y LM915. Estos reguladores proporcionan a su salida 15 V estabilizados, debiendo proporcionar a su entrada una tensión 3 V superior como mínimo para que se pueda producir el proceso de regulación (Figura 12.34).

Aquí se puede observar cómo se ha utilizado el LM815 para la alimentación positiva y el LM915 para la negativa.

Monta el circuito en el entrenador didáctico y comprueba las diferentes magnitudes que se dan en él mediante el polímetro y el osciloscopio.

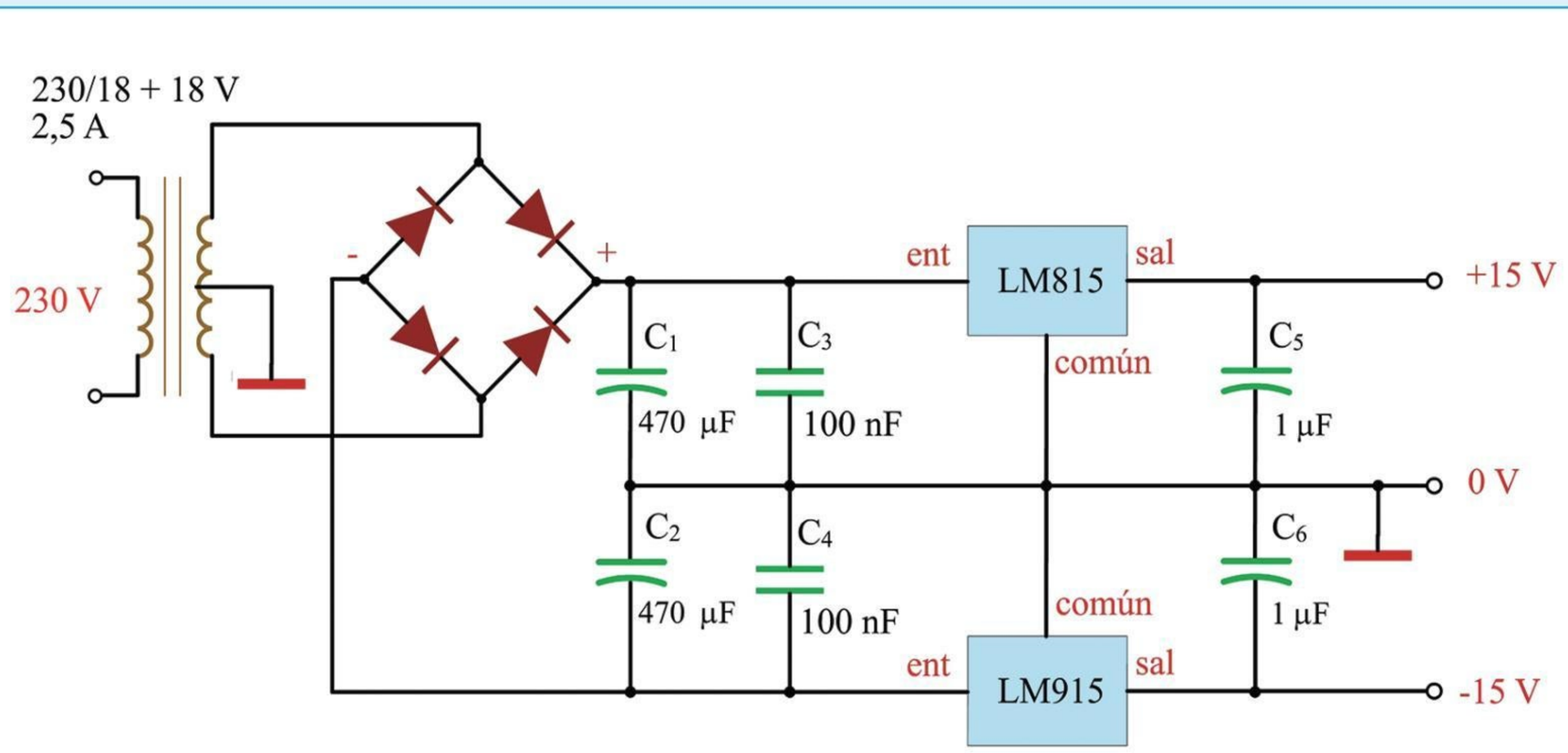


Figura 12.34. Fuente de alimentación simétrica de ±15 V.

© Ediciones Paraninfo

Actividades de comprobación

12.1. El diodo Zener en un circuito de estabilización trabaja con polarización:

a) Directa.

b) Inversa.

c) Por debajo de 0,7 V.

12.2. De los diodos Zener expuestos, ¿cuál sería más adecuado si aplicamos una tensión de entrada de 9 V en un circuito de estabilización en paralelo?

a) BZX85-C8.

b) BZX85-C9.

c) BZX85-C16.

12.3. Los reguladores de tensión integrados:

a) Solo son útiles en muy limitadas aplicaciones.

b) Encarecen las fuentes de alimentación.

c) Consiguen un buen efecto de estabilización en la tensión de salida y simplifican enormemente los circuitos.

12.4. ¿Cuál es la potencia que disipa un diodo Zener al que se le aplican 20 V y por el que circula una corriente de 30 mA?

12.5. Determina la variación de tensión que se provocará en un diodo Zener conectado como en la Figura 12.4, si R_s es de 7 Ω cuando la corriente fluctúa entre 15 y 40 mA.

12.6. Si el Zener del circuito de la Figura 12.35 posee una potencia nominal de 300 mW, determina el valor mínimo de R_s para que el diodo Zener no se destruya.

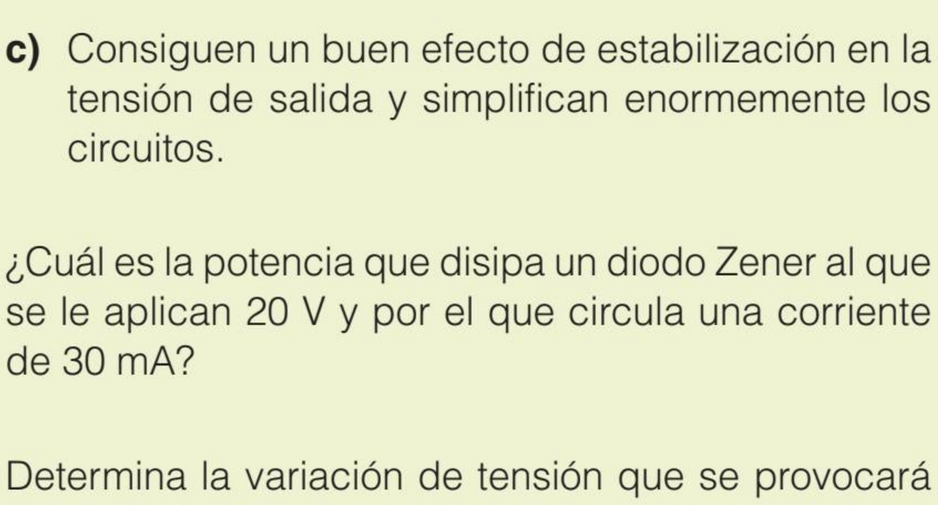


Figura 12.35.

12.7. ¿Cuál será la potencia a la que trabajará el diodo Zener del circuito de la Figura 12.35, si incluimos ahora en el circuito una resistencia de polarización R_s de 1 kΩ?

12.8. Dibuja el circuito de una fuente de alimentación con un estabilizador en serie simple a base de un transistor de control y un diodo Zener. Si la tensión de salida del puente rectificador es de 22 V y se utiliza un transistor de potencia con una ganancia de 100, determina las características del diodo Zener, para una resistencia limitadora de 1,2 kΩ, para obtener una tensión estable de 11,4 V en la salida y una corriente de 200 mA. Calcula también la potencia que disipa el transistor de potencia.

12.9. En el regulador de tensión integrado de la Figura 12.36 la corriente de reposo I_Q es de 6 mA. ¿De qué valor tendrá que ser el potenciómetro R_2 para conseguir ajustar la tensión a un valor máximo de 16 V? ¿Qué tensión se conseguiría con un potenciómetro de 1 kΩ? ¿Qué potencia tendrá que disipar el regulador para una carga de 100 mA, si en la entrada se le aplica una tensión rectificada de 30 V y en la salida se obtienen los 16 V?

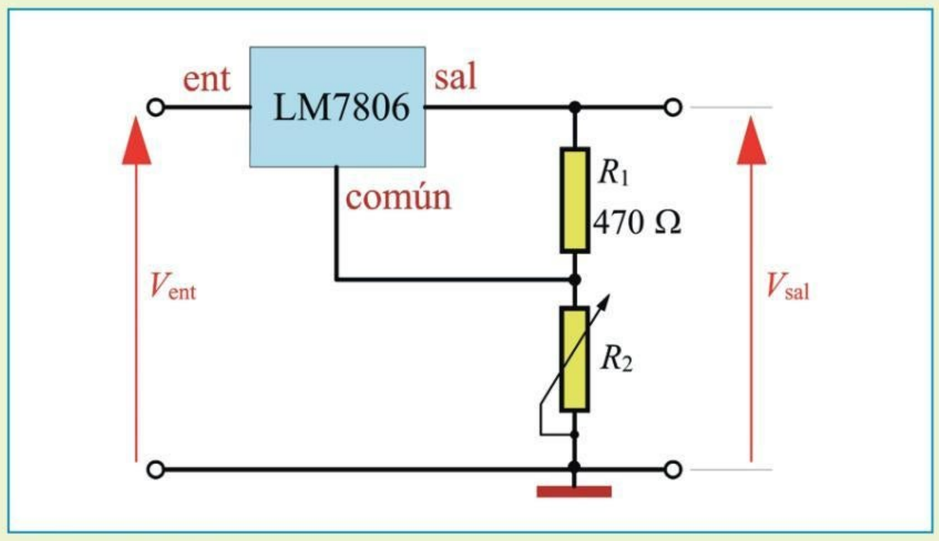


Figura 12.36.

12.10. Mediante un regulador LM7805, diseña un circuito para conseguir que este entregue a la carga una corriente fija de 508 mA.

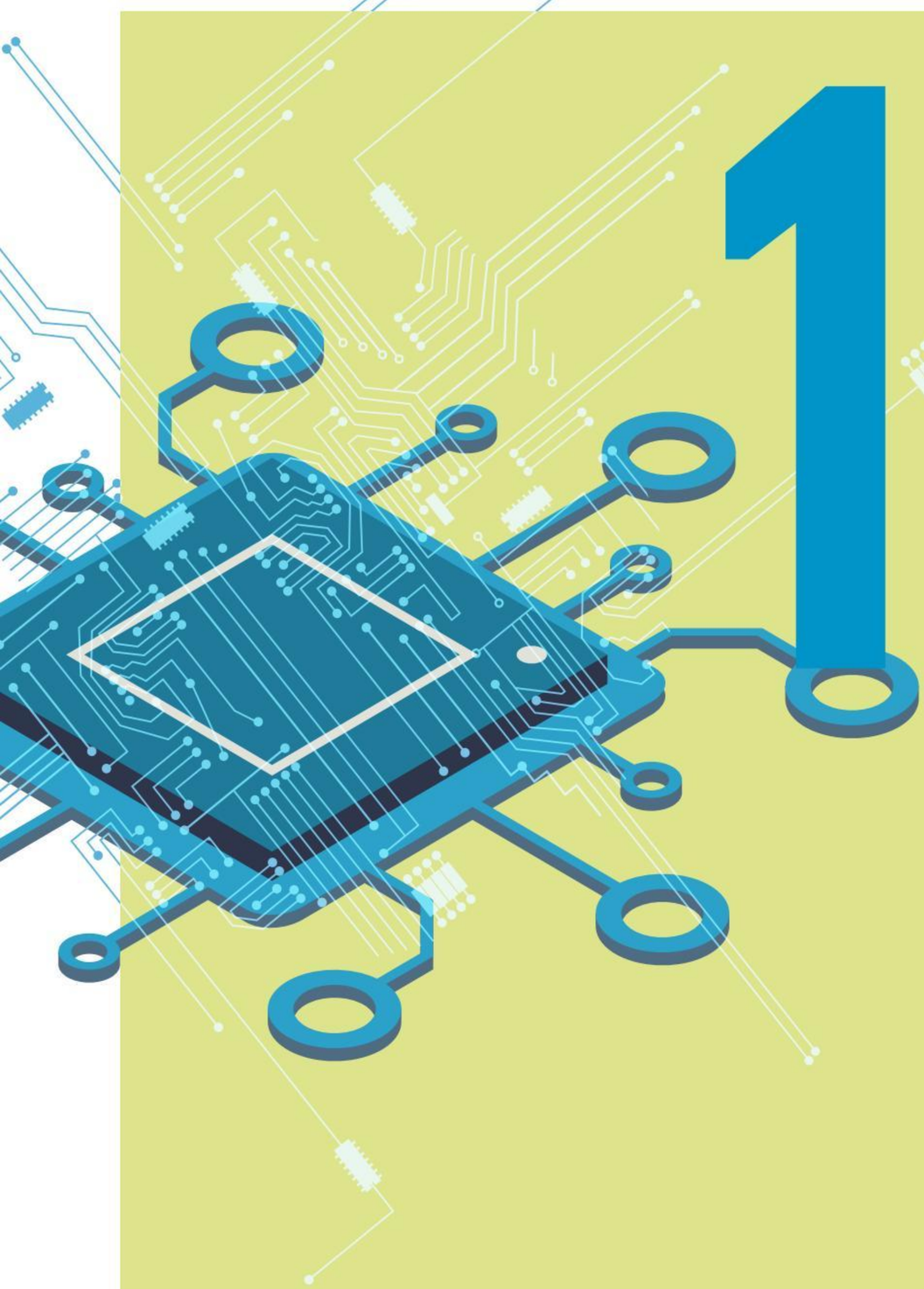
12.11. ¿Qué fuente de alimentación posee mejor rendimiento y menor tamaño?

a) Fuente de alimentación con regulador de tensión integrado.

b) Fuente de alimentación con Zener y transistor.

c) Fuente de alimentación conmutada.

© Ediciones Paraninfo



13 Generadores de señal y osciladores

Contenidos

- **13.1.** Generadores senoidales
- **13.2.** Multivibradores
- **13.3.** El circuito integrado 555

En la Unidad 5, se estudiaron los generadores de funciones. Recuerda que los generadores de señales pueden producir señales eléctricas de unas determinadas características y que estos se elaboran a partir de un circuito oscilador que tiene la propiedad de producir una determinada forma de onda: senoidal, triangular, cuadrada, impulsos.

Esta unidad la dedicaremos al estudio de los diferentes circuitos osciladores senoidales, así como al de los multivibradores astables (circuitos capaces de generar una onda cuadrada). También dedicaremos un apartado especial al circuito integrado CI 555, que se puede utilizar como generador de ondas cuadradas o como temporizador.

Objetivos

- Conocer y describir el funcionamiento de los osciladores, explicando las características, valores de las magnitudes eléctricas, el tipo y forma de las señales presentes y el tratamiento que sufren dichas señales a lo largo del circuito.
- Distinguir los diferentes tipos de osciladores.
- Calcular la frecuencia de un oscilador.
- Estudiar las aplicaciones del CI 555.

13.1. Generadores senoidales

Un generador de onda senoidal es un instrumento que suministra una señal alterna de tipo senoidal de amplitudes y frecuencias regulables y que se pueden conocer en todo momento.

Los generadores de señales proporcionan una gama de frecuencias de señal bastante amplia; aun así, es necesario especializar esta gama según el uso que se le vaya a dar al instrumento. De esta forma, tenemos: los *generadores de baja frecuencia*, que proporcionan señales comprendidas entre 1 Hz y 100 kHz (las señales audibles se encuentran entre 20 Hz y 20 kHz) y que son de gran utilidad para el análisis de equipos de audio; y los *generadores de alta frecuencia o radiofrecuencia*, que pueden llegar a aportar señales comprendidas entre 100 kHz y 1.000 MHz y que son imprescindibles para medir las características de los sintonizadores y las emisoras de radio.

Las señales que se suelen utilizar con más frecuencia con este tipo de generadores son siempre las de forma senoidal. Los tipos de osciladores que se utilizan para obtener la señal senoidal suelen ser los RC para las bajas frecuencias y los LC y los de cristal para las altas. Los osciladores proporcionan una frecuencia variable gracias a la incorporación de condensadores o bobinas variables. A continuación, estudiaremos el principio de oscilación y los diferentes tipos de osciladores senoidales.

13.1.1. Principio general de oscilación

Podríamos decir que un oscilador es un dispositivo electrónico dotado para generar una señal alterna, partiendo de una alimentación de corriente continua (Figura 13.1).

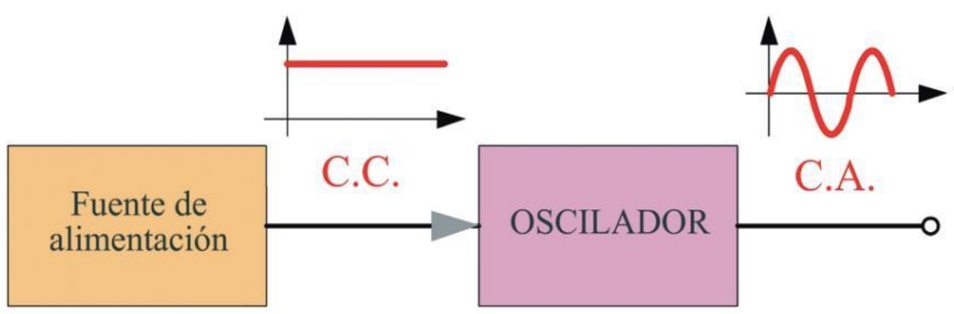


Figura 13.1. Oscilador.

Para la generación de la señal alterna se utilizan circuitos resonantes.

Recuerda que los circuitos resonantes se forman fundamentalmente mediante bobinas y condensadores conectados en serie o paralelo.

> Un circuito resonante, aprovechando el intercambio de energía entre el condensador y la bobina, genera una señal de C.A. de frecuencia igual a la resonante, la cual se mantendría de forma indefinida, si tanto el condensador como la bobina fueran ideales.

Como cabía suponer, al no ser ideales estos componentes (ya que poseen una cierta resistencia óhmica), las pérdidas producidas por el condensador y la bobina provocan una oscilación en el circuito LC que se va atenuando con el tiempo, tal como se muestra en la Figura 13.2.

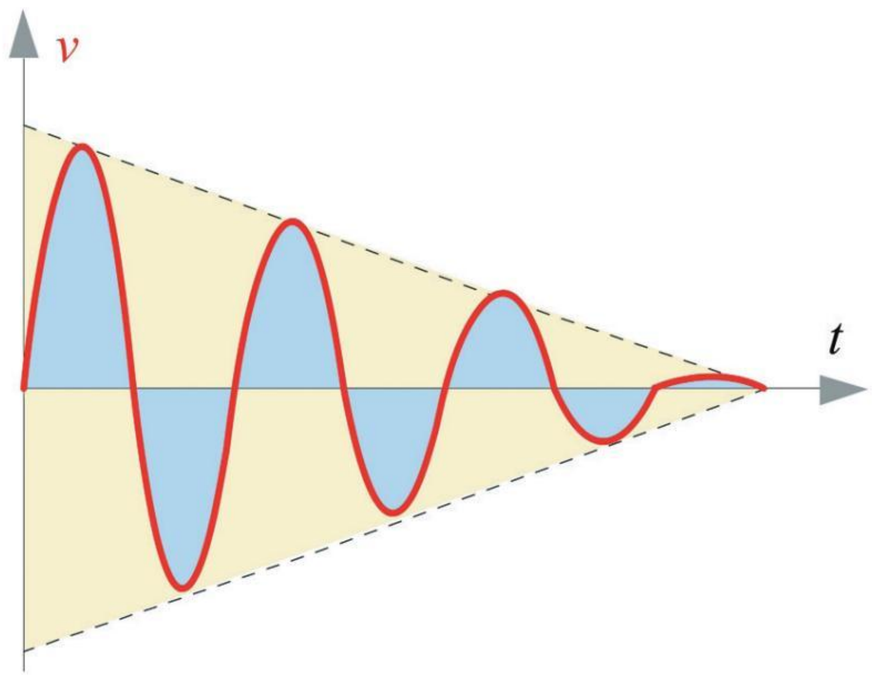


Figura 13.2. Oscilación amortiguada de un circuito resonante.

Para evitar la atenuación de la señal generada por el circuito resonante LC, y poder mantener su nivel de forma permanente, es necesario inyectar en cada ciclo de la señal la energía perdida, produciendo un efecto constante y regenerativo de la señal.

La regeneración de la señal se consigue gracias a un amplificador con una realimentación adecuada (habitualmente se utiliza la realimentación positiva). De esta forma, tendremos que un oscilador se compone básicamente de un circuito generador de la señal (circuito resonante) y de un amplificador con una realimentación que consigue regenerar la señal del circuito oscilante (Figura 13.3).

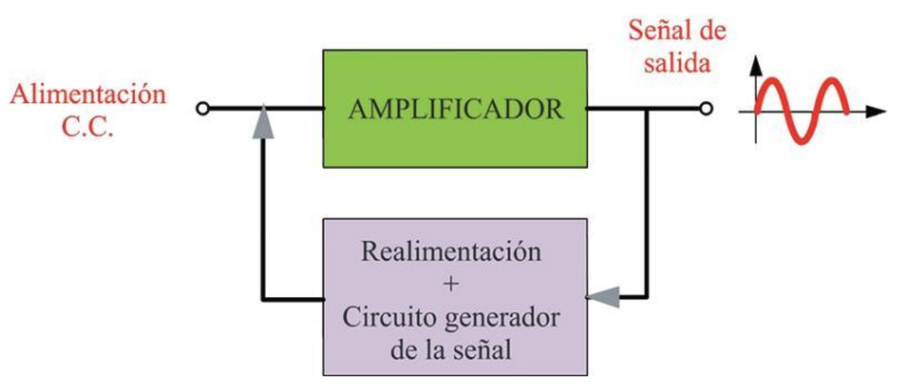


Figura 13.3. Diagrama de bloques de un oscilador.

En principio, cualquier amplificador al que se le proporcione una red de realimentación positiva de la señal se puede convertir en un oscilador senoidal. Un ejemplo de esto podría ser el efecto que se produce cuando acercamos excesivamente el micrófono al altavoz de un amplificador de audio; en este caso se produce una especie de sonido vibratorio, que procede de la realimentación positiva que se produce al ser amplificados de nuevo los sonidos provenientes del altavoz. El efecto de oscilación de un amplificador realimentado positivamente se debe a que este es capaz de

© Ediciones Paraninfo

generar y mantener su propia señal de entrada en un ciclo continuo y oscilante.

Para que un amplificador realimentado se convierta en un oscilador se deben dar dos condiciones imprescindibles:

1. Que la señal proporcionada por la red de realimentación esté en fase con la entrada del amplificador.

2. Que la ganancia conseguida entre el amplificador y la red de realimentación sea mayor o igual a la unidad.

En el caso de que la señal realimentada no estuviese en fase con la de entrada del amplificador, la señal se iría atenuando (esto ocurriría con una realimentación que proporcionase una inversión de fase en la salida, como, por ejemplo, en un amplificador de emisor común si conectamos su salida directamente con su entrada).

Si el conjunto formado por el amplificador y la red de realimentación poseen una realimentación igual a la unidad, la señal se autorregenerará, lo que da como resultado una señal senoidal en la salida; sin embargo, si dicha ganancia es bastante superior a la unidad, el amplificador trabaja en los niveles extremos de corte y saturación, lo que produce una distorsión en la señal de salida que da como resultado una onda cuadrada.

De hecho, para que un oscilador senoidal consiga su propósito, debe ser capaz de poseer una ganancia superior a la unidad en el momento en que se le conecta a la alimentación de C.C., para así conseguir que la señal oscilante vaya creciendo. Posteriormente, conforme la amplitud de la señal va aumentando, dicha ganancia va disminuyendo hasta alcanzar la estabilidad en el valor igual a la unidad.

Una condición importante que deben cumplir los amplificadores utilizados en los osciladores es que deben tener una impedancia de entrada lo más elevada posible. De esta forma se consigue que la señal realimentada se vea influida por dicha impedancia. Por esta razón se utilizan, en multitud de ocasiones, circuitos osciladores con transistores de efecto de campo JFET y amplificadores operacionales.

13.1.2. Osciladores RC

Los osciladores RC se construyen partiendo de un amplificador de inversión de fase y una red de realimentación que es capaz de desfasar la señal de salida 180º e introducirla de nuevo en la entrada, tal como se muestra en la Figura 13.4. El tipo de amplificador del que estamos hablando podría ser el de emisor común.

En la Figura 13.5 se muestra el aspecto de una red de realimentación por desplazamiento de fase y en la 13.6 el diagrama vectorial de los sucesivos desfasamientos de la señal de salida.

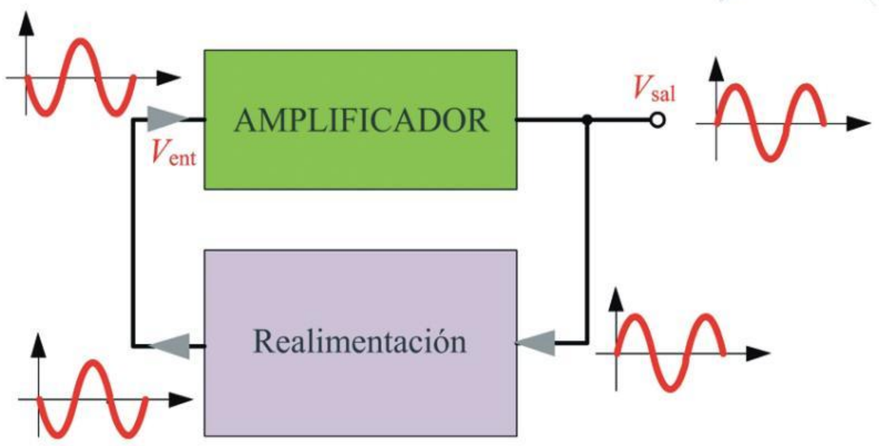


Figura 13.4. Diagrama de bloques de un oscilador RC.

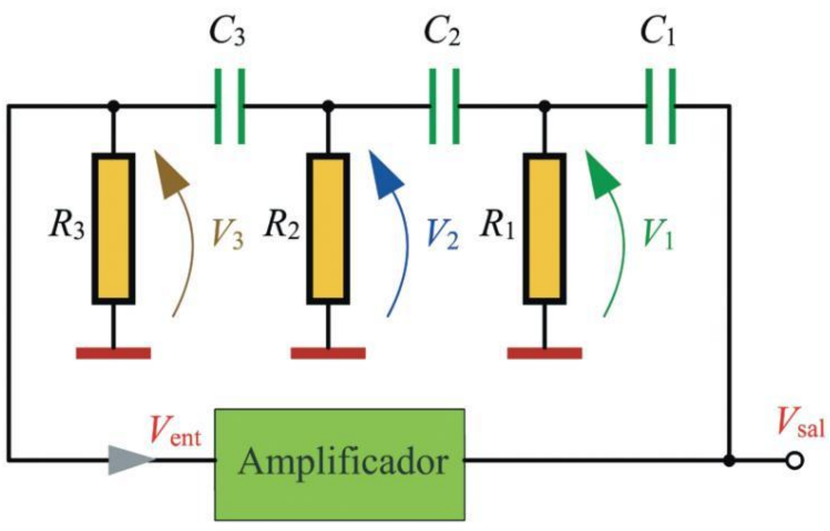


Figura 13.5. Circuito de un oscilador RC por desplazamiento de fase.

Su funcionamiento es como sigue: al aplicar la señal de salida, con tensión $V_{sal.}$, al circuito formado por R_1 y C_1, aparece por dicho circuito una corriente I_1, que quedará desfasada un ángulo φ en adelanto sobre dicha tensión. A su vez, esta corriente produce en R_1 una caída de tensión V_1, que quedará igualmente desfasada un ángulo φ, tal como se puede comprobar en la Figura 13.6. De la misma forma, las tensiones V_2 y V_3 van quedando desfasadas en un determinado ángulo. Si escogemos adecuadamente las células RC, se puede conseguir una señal de realimentación en la entrada que quede desfasada 180º con respecto a la de salida.

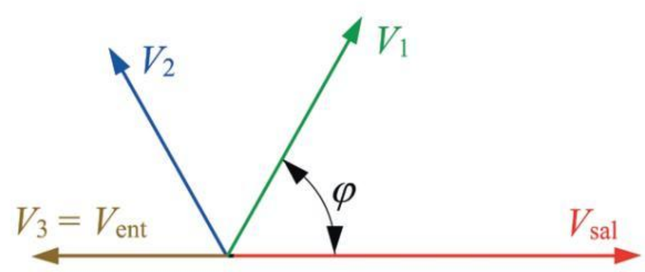


Figura 13.6. Diagrama vectorial de un oscilador RC.

En la práctica se escogen células RC que provoquen un ángulo de desfase de aproximadamente 60º. El desfase total de 180º de la red de realimentación se produce exclusivamente para una frecuencia determinada.

Las redes de realimentación RC se utilizan para osciladores de baja frecuencia y dejan las redes LC y los cristales para las altas frecuencias.

En el circuito de la Figura 13.7, se muestra el circuito de un oscilador RC por desplazamiento de fase mediante amplificador con FET y tres células idénticas RC.

© Ediciones Paraninfo

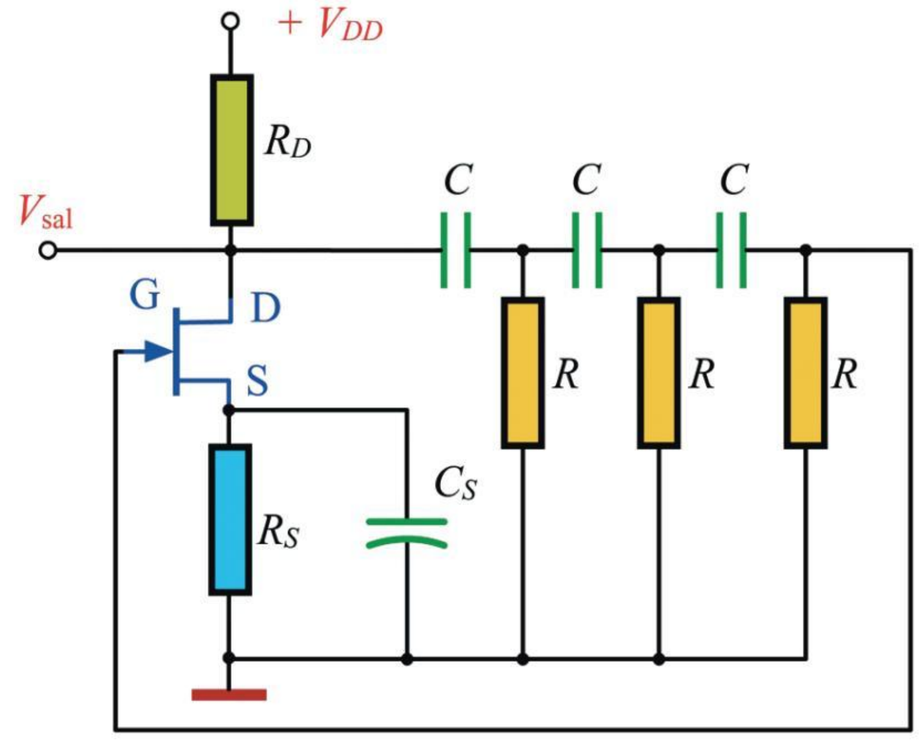


Figura 13.7. Oscilador RC mediante amplificador con FET.

La frecuencia de la señal de salida de este circuito oscilante se obtiene mediante la siguiente expresión:

$$f = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{2N}}$$

Donde N es el número de células RC (en este caso $N = 3$).

De esta expresión se deduce que para modificar la frecuencia entregada por el oscilador basta con variar los valores de las capacidades de los condensadores a la vez o de las resistencias.

Actividad resuelta 13.1

Determina la frecuencia de la señal de salida de un oscilador RC por desplazamiento de fase si este consta de 3 células RC de igual valor: $R = 10\ k\Omega$ y $C = 5\ nF$.

Solución:

La frecuencia obtenida por las tres células RC será igual a:

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot 10.000 \cdot 5 \cdot 10^{-9} \cdot \sqrt{2 \cdot 3}} = 1.300\ Hz$$

Para que un oscilador RC por desplazamiento de fase funcione de forma correcta se debe de cumplir la condición de que la ganancia de tensión que genere el amplificador realimentado sea superior a 29.

En la Figura 13.8 se muestra un oscilador RC por desplazamiento de fase diseñado con un amplificador operacional con realimentación inversora de tensión. La salida del operacional proporciona una tensión invertida 180º, a los que se les añade otros 180º, gracias a la red RC. Una vez desfasada la salida 360º se la conecta a la entrada inversora, consiguiendo así el efecto de realimentación positiva. Para que la ganancia sea superior a 29, se tiene que cumplir que $R_r / R_1 > 29$.

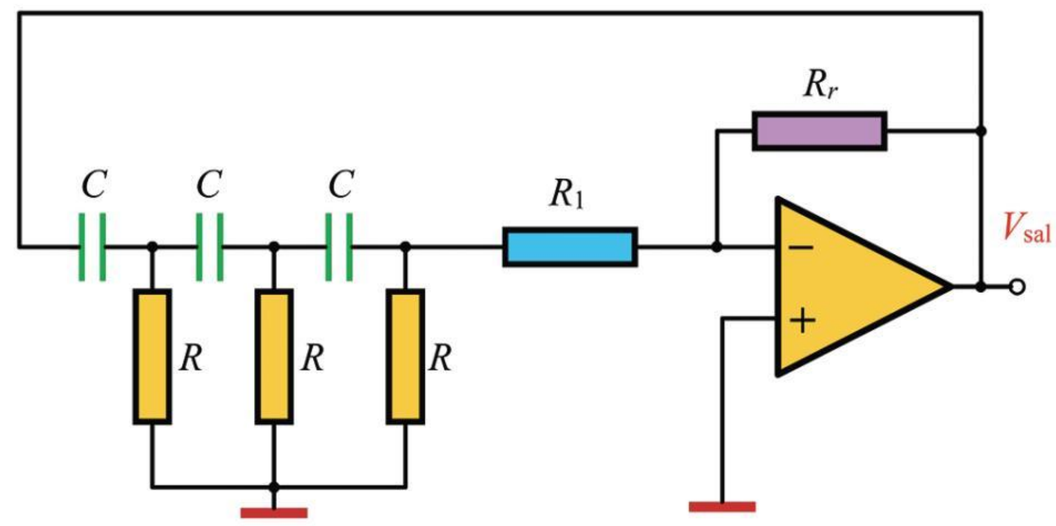


Figura 13.8. Oscilador RC con amplificador operacional.

Actividad resuelta 13.2

Se dispone de un oscilador RC con operacional como el de la Figura 13.8. Si los valores de $R = R_1 = 1\ k\Omega$, calcula los valores de la capacidad de los condensadores para conseguir una frecuencia de oscilación de 5 kHz. ¿Qué valor deberá poseer como mínimo la resistencia de realimentación R_r para que el oscilador funcione correctamente.

Solución:

$$C = \frac{1}{2\pi fR\sqrt{2N}} = \frac{1}{2\pi \cdot 5.000 \cdot 1.000\sqrt{2 \cdot 3}} =$$

$$= 1.299 \cdot 10^{-8}\ F = 12{,}99\ nF$$

$$A_{V(LC)} = -\frac{Rr}{R_1} > 29 \rightarrow R_r = 29 \cdot R_1 = 29 \cdot 1 = 29\ k\Omega$$

Oscilador en puente de Wien

Se puede decir que este oscilador también pertenece a los osciladores RC, ya que su red de realimentación consta también de redes RC, pero difieren considerablemente de las de desplazamiento de fase.

En la Figura 13.9, se muestra un oscilador formado por una red de realimentación en puente de Wien y un amplificador operacional. Para que la realimentación sea positiva, es necesario conectar la red de realimentación a la entrada no inversora de tensión. El circuito oscilante en puente de Wien consta de un circuito serie RC conectado con un circuito paralelo RC del mismo valor.

El puente de Wien funciona de la siguiente forma: para frecuencias muy bajas el condensador en serie adquiere una gran reactancia capacitiva ($X_C = 1/2\pi f C$), lo que hace que este se comporte como un circuito abierto para la señal (V_a) que deseamos realimentar y que proviene de la salida del

© Ediciones Paraninfo

amplificador. A frecuencias muy altas, la reactancia capacitiva se hace muy pequeña, por lo que el condensador que está conectado en paralelo cortocircuita la señal (V_a). De esta forma, en ninguno de los dos casos se consigue señal (V_o) de realimentación. Sin embargo, para una frecuencia intermedia (f_r) se consigue una señal máxima de realimentación ($V_{o\ máx}$) (Figura 13.10).

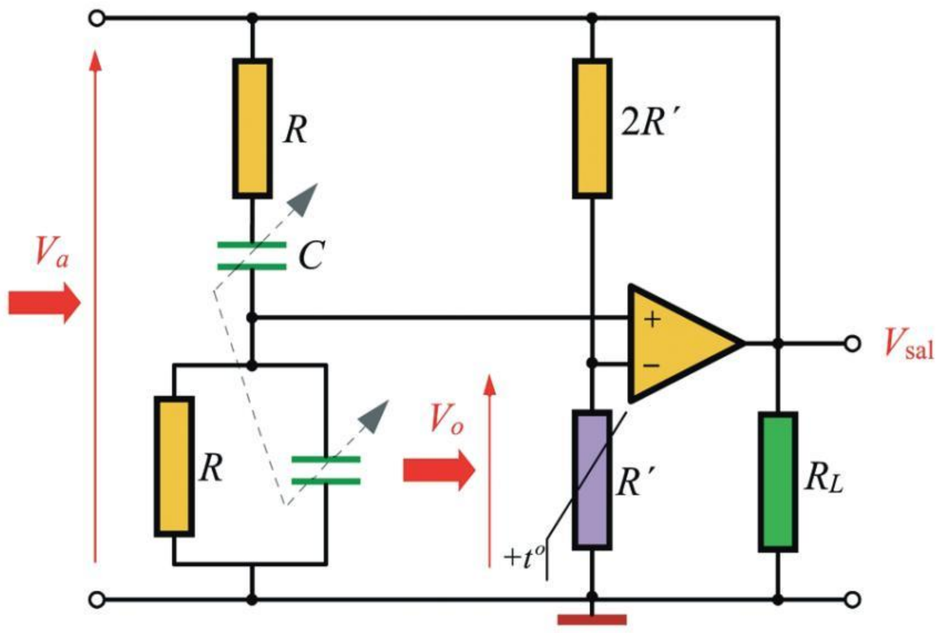


Figura 13.9. Oscilador en puente de Wien con AO.

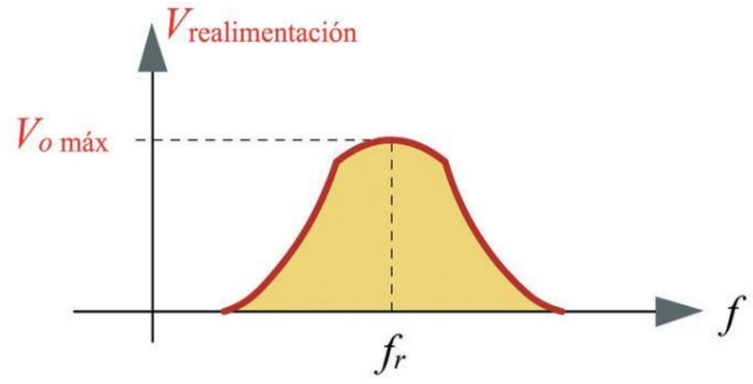


Figura 13.10. Ganancia de tensión.

Esta frecuencia coincide con la de resonancia del circuito, que viene expresada por la relación:

$$f_r = \frac{1}{2\pi RC}$$

Al puente de Wien también se lo conoce como red de adelanto-atraso, ya que consigue un ángulo φ de desfase entre la señal aplicada (V_a) y la señal obtenida (V_o) que depende de la frecuencia, tal como se expresa en la Figura 13.11. Para frecuencias muy bajas el ángulo de desfase entre las señales es positivo, mientras que para las muy altas es negativo. En la frecuencia de resonancia, se consigue que las señales estén en fase.

En el momento de conectar el oscilador de la Figura 13.9, se obtiene una ganancia mayor que la unidad en la salida del amplificador gracias a la realimentación positiva a través de la red RC. Como siempre existen pequeñas señales eléctricas con un gran espectro de frecuencias en los elementos conductores del amplificador, una de ellas (la de resonancia), que es la que se corresponde con la fase exacta de la entrada no inversora, es amplificada en repetidos ciclos de autorreforzamiento, por lo que en un tiempo muy reducido, aparece una señal oscilante senoidal en la salida del amplificador.

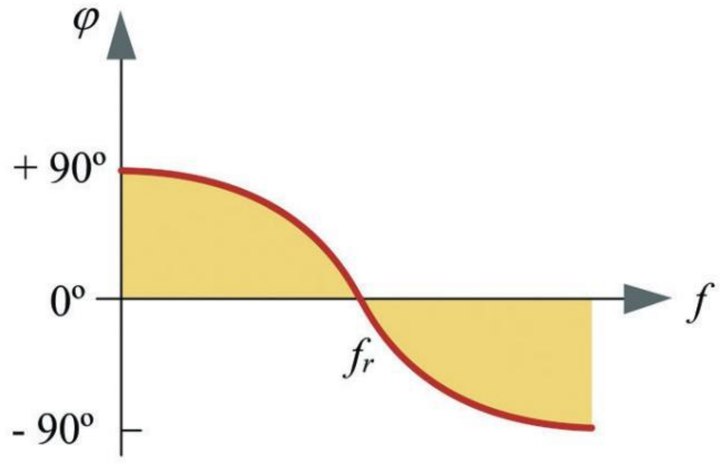


Figura 13.11. Desplazamiento de fase.

Una vez alcanzado el nivel de señal adecuado, entra en acción la realimentación negativa, con el fin de que la señal no alcance niveles de saturación.

Esto se puede conseguir de varias formas; una de ellas es la expuesta en el circuito de la Figura 13.9: la resistencia *R'* forma un divisor de tensión con la 2*R'* y la tensión que aparece en *R'* es aplicada a la entrada con realimentación negativa. La resistencia *R'* debe tener un coeficiente de temperatura muy elevado, de tal forma que, al fluir corriente por ella, su calentamiento aumente mucho su valor óhmico.

A tal efecto se han venido utilizando lámparas con filamento de volframio. Al conectar en un primer momento el oscilador, el valor óhmico de *R'* es muy pequeño y, por tanto, su tensión también lo es, dando como resultado una realimentación negativa muy reducida. Al pasar corriente por dicha resistencia, esta se caldea y aumenta considerablemente su valor óhmico, aumentando también la caída de tensión en la misma y provocando, por tanto, un aumento de la realimentación negativa. De esta manera, se consigue alcanzar un equilibrio entre la realimentación positiva y la negativa, alcanzándose en la estabilidad del sistema una ganancia igual a la unidad.

Variando la capacidad o el valor óhmico de las resistencias del puente de Wien, es posible variar la frecuencia de la señal de salida en márgenes bastante amplios.

Actividad resuelta 13.3

Determina el margen obtenido en la frecuencia de la señal de salida de un oscilador en puente de Wien como el de la Figura 13.9, si la red de realimentación posee un valor de R = 20 kΩ y una capacidad variable C entre 50 pF y 1 nF.

© Ediciones Paraninfo

Solución:

Aplicando la expresión de frecuencia de resonancia para los dos valores posibles de capacidad, tendremos que:

$$f_{r(\text{máx})} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^{-12}} = 159.155 \text{ Hz}$$

$$f_{r(\text{mín})} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-9}} = 7.958 \text{ Hz}$$

Actividad propuesta 13.1

¿Qué valor debería poseer la capacidad variable para conseguir que el oscilador de la Actividad resuelta 13.3 obtuviera su salida un margen de frecuencia de 1 a 10 kHz?

Resultado: entre 7,96 nF y 0,796 nF

Para la generación de frecuencias por encima de 1 MHz, los osciladores RC necesitan del uso de condensadores de muy baja capacidad y de resistencias de muy bajo valor óhmico, y en consecuencia se hace difícil conseguir osciladores fiables.

13.1.3. Osciladores LC

Como ya se indicó en el apartado anterior, los osciladores RC trabajan bien en la generación de bajas frecuencias (BF). Para señales de alta frecuencia (AF) es necesario diseñar otro tipo de circuitos oscilantes y uno de ellos es el circuito resonante LC. Este tipo de osciladores, también conocidos como amplificadores sintonizados, funciona bien hasta frecuencias del orden de MHz, es decir en la banda de radiofrecuencia (RF).

El principio de funcionamiento de este tipo de osciladores es similar a los ya estudiados. Ahora se combina una red de realimentación LC con un amplificador con el fin de que se mantenga la oscilación. Basándose en este principio se pueden construir diferentes clases de osciladores, como el oscilador Hartley y el oscilador Colpitts.

Tanto el oscilador Hartley como el Colpitts se basan en una red de realimentación, formada por un circuito tanque con bobinas y condensadores. Como ya se indicó al principio de esta unidad, al acoplar circuitos LC se puede encontrar una frecuencia de resonancia, en la que las bobinas intercambian su energía con los condensadores generando una señal senoidal. Como los componentes poseen una cierta resistencia óhmica, la señal generada iría amortiguándose, si no fuese por la acción autorregeneradora de un amplificador con realimentación positiva.

Oscilador Colpitts

Este oscilador es muy utilizado para generar altas frecuencias y su circuito es el que se muestra en la Figura 13.12.

Las resistencias R_1, R_2 y R_E, así como los condensadores C_3 y C_E son los típicos elementos de un amplificador de emisor común, cuyo fin es el de polarizar correctamente al transistor.

El circuito oscilante en forma de tanque de la Figura 13.12 está compuesto por los condensadores C_1, C_2 y la bobina L.

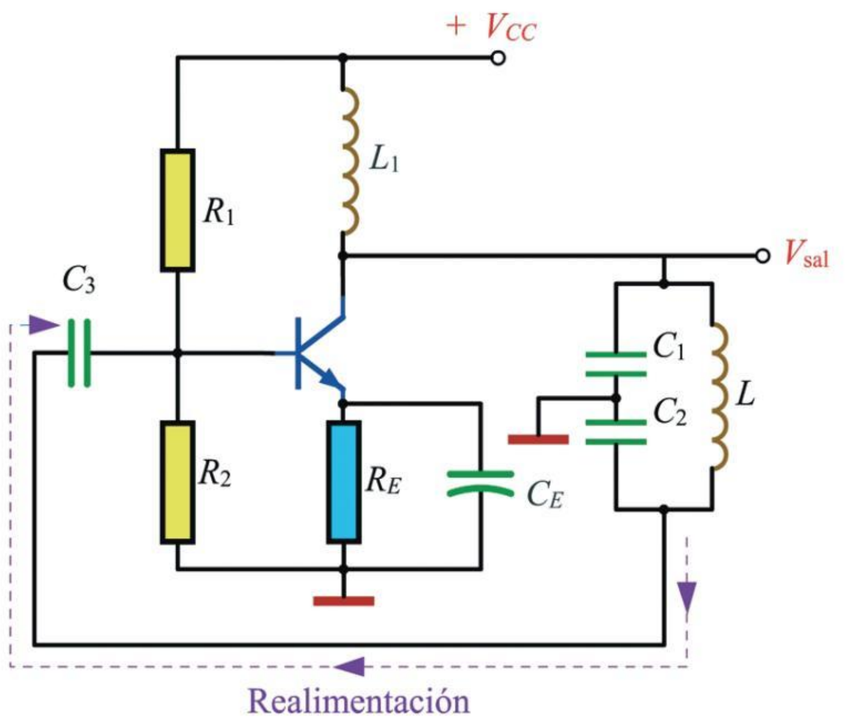


Figura 13.12. Oscilador Colpitts.

Dado que la configuración del amplificador con transistor bipolar es de emisor común, la tensión de salida queda desfasada 180º respecto de la de entrada, por lo que la red de realimentación tendrá que estar dispuesta de tal modo que haga girar a la señal otros 180º. Esto se consigue gracias al circuito resonante en paralelo, que logra la inversión de fase cuando se alcanza la frecuencia de resonancia.

Se puede observar que la señal de salida del amplificador es aplicada al condensador C_1, mientras que la señal de realimentación, aplicada a la base a través de C_3, se obtiene de la tensión correspondiente al condensador C_2. En estas circunstancias, la señal realimentada positivamente sustenta las oscilaciones generadas por el circuito tanque mientras que el amplificador proporcione suficiente ganancia en la frecuencia de oscilación del circuito resonante.

En el circuito del colector se añade una bobina L_1, conocida por el nombre de choque de RF, y que proporciona alta impedancia para la conexión del colector con la alimentación; de esta forma se consigue que la señal de alta frecuencia no se desvíe hacia la fuente de alimentación.

La frecuencia de resonancia de este oscilador se puede calcular con bastante aproximación mediante la expresión ya conocida:

© Ediciones Paraninfo

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Como los dos condensadores están en serie, la capacidad equivalente se puede calcular así:

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

Actividad resuelta 13.4

Determina la frecuencia de la señal obtenida en un oscilador tipo Colpitts como el de la Figura 13.12, si L = 1 mH, C_1 = 10 pF y C_2 = 100 pF.

Solución:

Antes de calcular la frecuencia de resonancia del circuito tanque, calcularemos la capacidad resultante del circuito serie C_1 y C_2:

$$C = \frac{10 \cdot 100}{10 + 100} = 9{,}1 \text{ pF}$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{0{,}001 \cdot 9{,}1 \cdot 10^{-12}}} =$$

$$= 1{,}668 \cdot 10^6 \text{ Hz} = 1.668 \text{ MHz}$$

Actividad propuesta 13.2

¿Qué valor deberá poseer la inductancia de la bobina del oscilador de la Actividad resuelta 13.4 para conseguir una frecuencia de resonancia de 1 MHz?

Resultado: 2,78 mH

Oscilador Colpitts con amplificador operacional

En la Figura 13.13 el AO funciona con realimentación inversora de tensión con una ganancia de tensión establecida por la relación (R_r/R_1). Al igual que en su versión transistorizada, se obtiene a la salida una señal senoidal gracias a la acción del circuito tanque formado por los condensadores C_1,C_2 y la bobina L. La frecuencia de resonancia de la señal senoidal obtenida se calcula exactamente igual que el circuito con transistor.

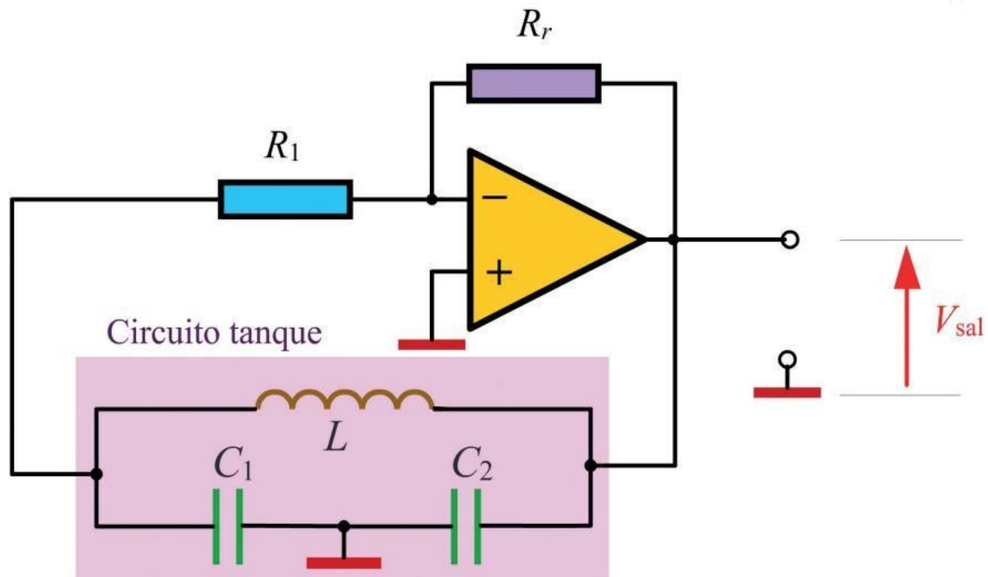


Figura 13.13. Oscilador Colpitts con AO.

Oscilador Hartley

Otra configuración posible mediante circuito tanque LC es el oscilador Hartley, como el que se muestra en la Figura 13.14. Su funcionamiento es básicamente idéntico al Colpitts, con la diferencia de que ahora el circuito resonante está formado por dos bobinas L_1 y L_2 en serie y un condensador C en paralelo.

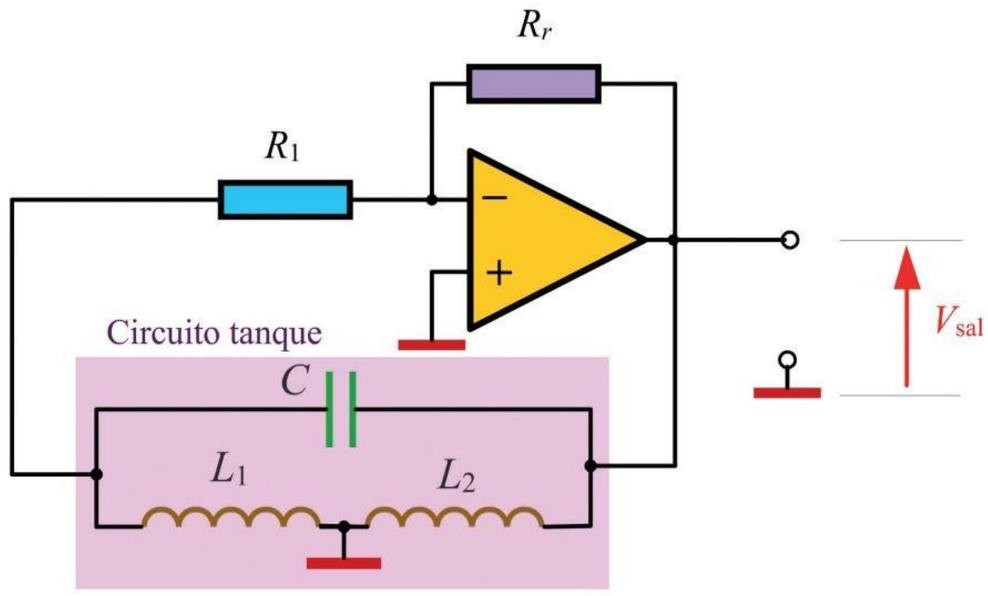


Figura 13.14. Oscilador Hartley.

En la práctica, se utiliza una sola bobina con una toma intermedia. La frecuencia de oscilación viene determinada por la resonancia del circuito tanque y se puede calcular según la expresión:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(L_1 + L_2)}}$$

13.1.4. Osciladores de cristal

Existen multitud de aplicaciones en las que es necesario que la frecuencia de la señal generada por el oscilador sea mucho más estable que la generada por los osciladores LC (puede comprobarse cómo en un oscilador de alta frecuencia es fácil que se modifique la frecuencia de la señal de salida simplemente acercando un objeto al circuito tanque); además se pueden producir variaciones en la frecuencia de

© Ediciones Paraninfo

oscilación debido al envejecimiento de los elementos activos y pasivos con la temperatura. En estos casos, los osciladores de cristal proporcionan una frecuencia de oscilación muy estable.

En la Figura 13.15(a) se muestra el aspecto externo de un cristal de cuarzo y en la 13.15(b) su símbolo.

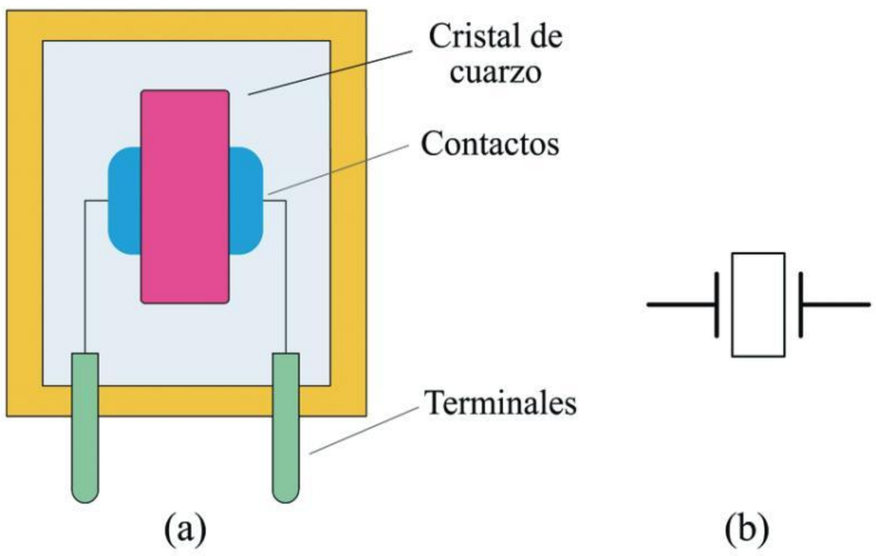


Figura 13.15. Cristal de cuarzo oscilador. (a) Estructura. (b) Símbolo.

Los cristales osciladores se construyen mediante sustancias, como el cuarzo, que poseen propiedades piezoeléctricas. El cristal suele ser muy delgado, fundamentalmente para trabajar en altas frecuencias y se encapsula en un recipiente metálico, haciendo las conexiones a ambos lados del cristal mediante un par de electrodos (Figura 13.16).

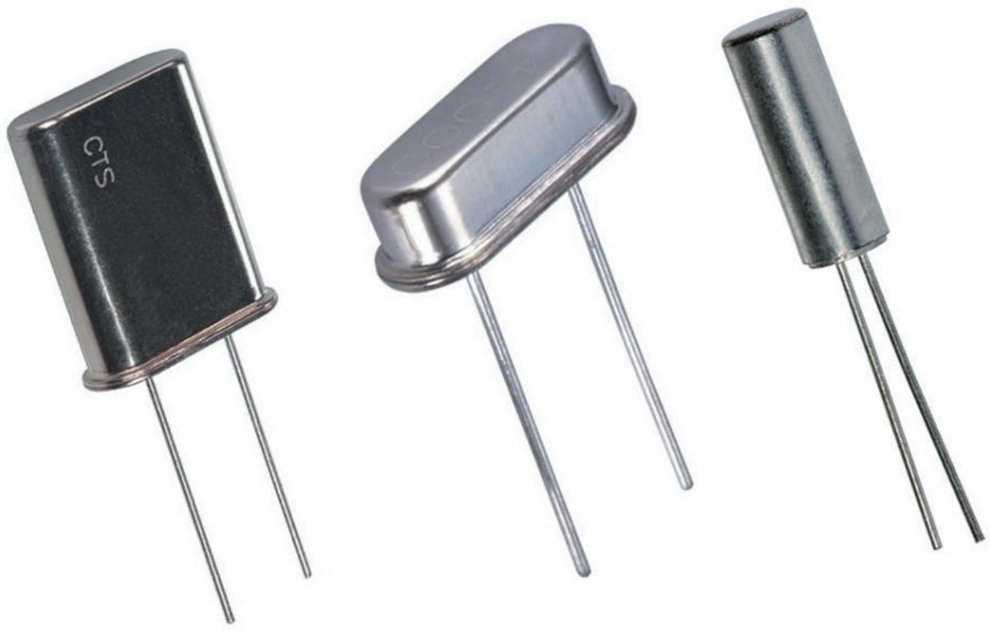


Figura 13.16. Aspecto de cristales de cuarzo comerciales.

La propiedad piezoleléctrica del oscilador de cuarzo consigue el siguiente efecto: si aplicamos una tensión eléctrica entre las caras del cristal, este tiende a expandirse (Figura 13.17(b)). Al retirar la tensión eléctrica aplicada, el cristal tiende a volver a su estado original, produciéndose una contracción del mismo (Figura 13.17(c)). Esta contracción mecánica genera una tensión eléctrica entre las caras de cristal de polaridad contraria a la primeramente aplicada, devolviendo así la energía eléctrica entregada.

De esta forma, si aplicamos a un cristal de cuarzo una tensión alterna de una determinada frecuencia, este tiende a vibrar a dicha frecuencia.

Se trata de una frecuencia propia de vibración muy estable y que se corresponde a la frecuencia propia de resonancia.

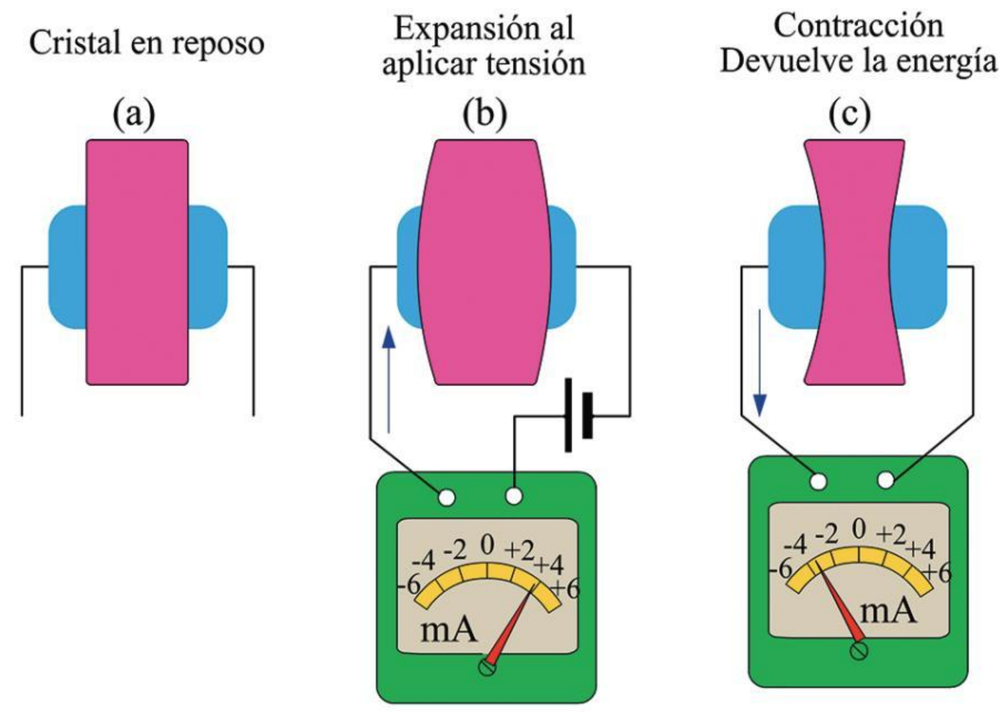


Figura 13.17. Funcionamiento del oscilador de cristal.

La frecuencia de resonancia de un cristal depende en gran manera del espesor del cristal; de tal forma que cuanto más grueso es el mismo, menor es dicha frecuencia.

En la Figura 13.18 se muestra el circuito resonante equivalente al comportamiento de un cristal de cuarzo. La red serie compuesta por L_1 y C_1 forma el circuito resonante serie del cristal. La resistencia en serie R_1 representa las pérdidas en el cuarzo y el condensador C_2 la capacidad que se establece entre los electrodos que se encuentran en ambas caras del cristal. Si no tenemos en cuenta la pequeña capacidad C_2, la frecuencia de resonancia del cristal se determina cuando se igualan las reactancias del circuito serie ($X_{L_1} = X_{C_1}$). En la práctica, el valor de la frecuencia de resonancia es algo inferior debido al efecto del condensador C_2 en paralelo.

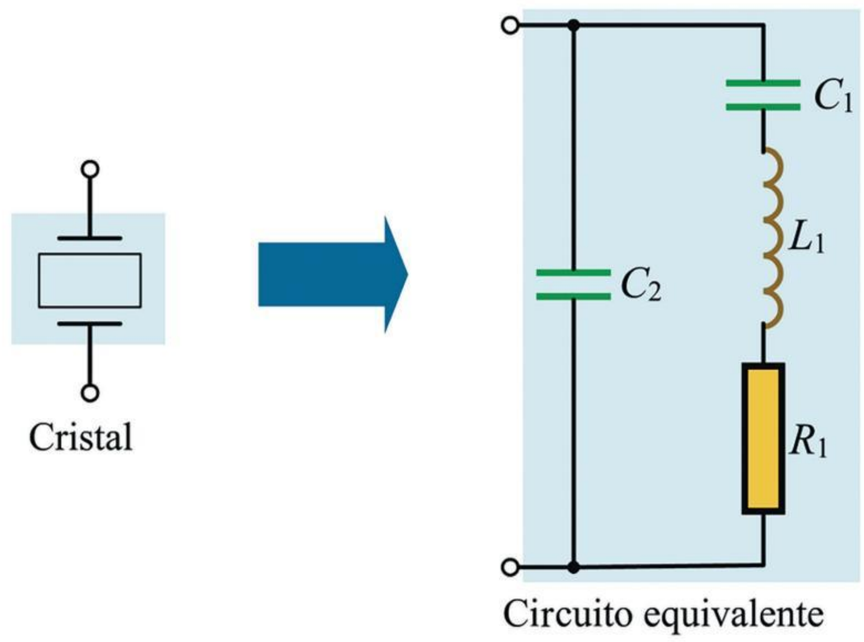


Figura 13.18. Circuito resonante equivalente de un cristal de cuarzo.

En la Figura 13.19 se muestra el circuito correspondiente a un oscilador de cristal. Obsérvese que la configuración es similar al Colpitts, con la diferencia de que ahora se ha sustituido la bobina por el cristal de cuarzo (XTAL), consiguiendo que el mismo resuene con los condensadores C_1

© Ediciones Paraninfo

y C_2. El funcionamiento de este circuito es igual al estudiado para el Colpitts, con la diferencia de que, eligiendo el cristal adecuado, podemos obtener una frecuencia exacta en la salida con una gran estabilidad.

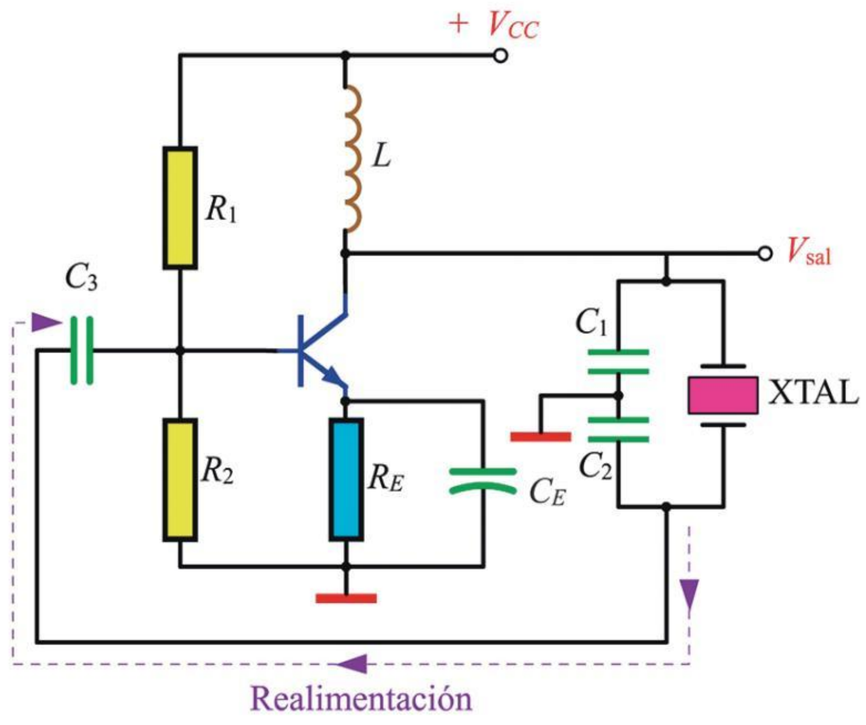


Figura 13.19. Oscilador con cristal de cuarzo.

En este caso, cuando los condensadores se descargan contra el cristal, este se expande y se carga de electricidad. Cuando el cristal se contrae, devuelve la carga al condensador, generándose un estado de oscilación.

Dada la gran estabilidad en la frecuencia de un oscilador con cristal (el desplazamiento de frecuencia de un cristal es menor a 1 Hz por cada 10^6 Hz), estos encuentran gran aplicación en: relojes, emisores y receptores de radio, telefonía móvil, micrófonos inalámbricos, etcétera.

Los cristales de cuarzo pueden proporcionar frecuencias de hasta 10 MHz sin gran dificultad. Para frecuencias más altas es necesario disminuir drásticamente el espesor del cristal, por lo que el cristal se vuelve muy frágil y difícil de manejar; en estos casos se recurre a los cristales de sobretono. Estos cristales se tallan específicamente para utilizar armónicos de la frecuencia fundamental. De esta forma, se obtiene un efecto multiplicador de la frecuencia que da como resultado cristales capaces de oscilar hasta unos 150 MHz.

Dado el gran avance de la electrónica digital, los cristales de cuarzo se han ido sustituyendo por sintetizadores de frecuencia digitales (circuitos digitales diseñados para sintetizar una gama amplia de frecuencias a partir de un cristal de cuarzo).

13.2. Multivibradores

A diferencia de los osciladores senoidales, los multivibradores son unos circuitos osciladores que son capaces de generar señales cuadradas o impulsos a partir de una alimentación de C.C.

A este tipo de osciladores se los conoce por el nombre de osciladores de relajación.

Otro oscilador de este tipo es el generador de pulsos en diente de sierra mediante UJT, que ya estudiaremos en la Unidad 14, como elemento controlador del disparo de tiristores.

Dentro de los multivibradores existen tres tipos fundamentales:

- **Multivibrador astable:** es un circuito que posee dos estados estables, por lo que genera un estado de oscilación (conducción, no conducción) constante.
- **Multivibrador monoestable:** es un circuito que mantiene un estado de conducción estable una vez aplicada una señal externa; transcurrido un tiempo, se recupera el estado inicial.
- **Multivibrador biestable:** es un circuito que posee dos estados estables de conducción; mientras no se aplique un disparo externo, permanece en uno de los estados, saliendo de él al aplicar un nuevo disparo. A este circuito también se lo conoce como *flip-flop* y tiene gran aplicación en circuitos que utilizan técnicas digitales.

Realmente el único que posee la condición de oscilador es el multivibrador astable, que pasaremos a estudiar a continuación.

13.2.1. Multivibrador astable

En la Figura 13.20 se muestra el circuito de un multivibrador astable.

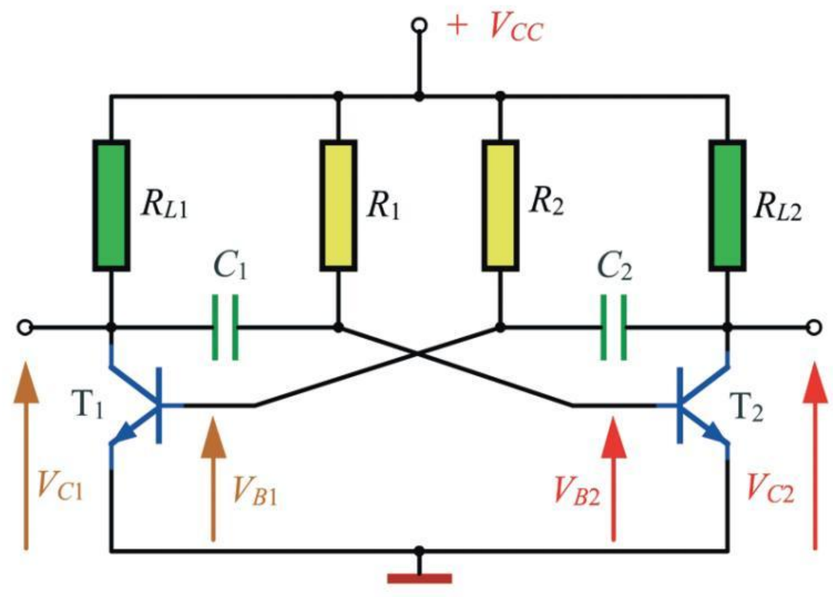


Figura 13.20. Multivibrador astable.

Con este circuito, es posible conseguir una señal cuadrada en cualquiera de los colectores de ambos transistores, tal como se puede comprobar en los diagramas de la Figura 13.21, de tal forma que mientras uno de los transistores conduzca el otro no lo haga y viceversa, después de un cierto periodo de tiempo.

© Ediciones Paraninfo

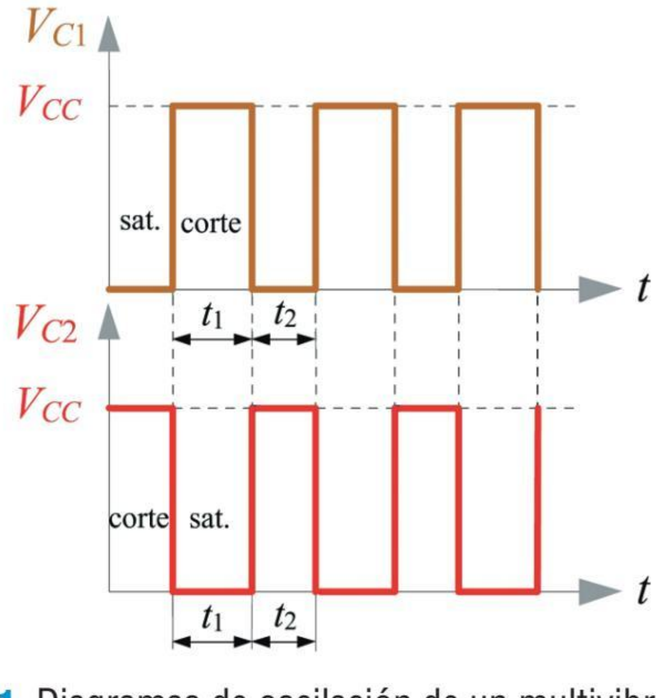


Figura 13.21. Diagramas de oscilación de un multivibrador astable.

Su funcionamiento es como sigue: en el momento de conectar el circuito a la fuente de alimentación, los transistores T_1 y T_2 tenderán a conducir y, como estos no son exactamente iguales, uno de ellos tenderá a conducir en mayor grado. Supongamos que es T_1 el que se inicia con la mayor conductividad, con lo que su colector pasa de ser positivo a negativo. Esta tensión negativa aparece en el condensador C_1 y queda acoplada, a través del mismo, a la base del transistor T_2, por lo que este transistor pasa al corte. El potencial del condensador C_1 mantiene al corte al transistor T_2 hasta que la resistencia R_1 proporciona a dicho condensador una carga positiva capaz de polarizar la base de T_2. Ahora es el transistor T_2 el que conduce, mientras que se repite el mismo proceso para T_1, pasando este ahora al corte. Así tenemos que, si T_1 conduce, T_2 no conduce; transcurrido un periodo de tiempo el circuito bascula y T_2 conduce mientras que T_1 no conduce, repitiéndose este proceso de oscilaciones mientras se tenga conectada la fuente de alimentación.

En los diagramas de la Figura 13.21 se muestra cómo fluctúan las tensiones V_{C_1} y V_{C_2} correspondientes a los colectores de los transistores T_1 y T_2 respectivamente. Observa cómo la tensión V_{C_2} adquiere el valor de la fuente de alimentación durante el periodo de tiempo t_1, posteriormente será V_{C_1} la que adquiera dicho valor durante t_2.

Los periodos de tiempo (t_1 y t_2) que los transistores se mantienen en corte y en saturación dependen de las constantes de tiempo de las redes de temporización formadas por R_1-C_1 y R_2-C_2. De esta forma, el tiempo en que el transistor T_1 se mantiene en corte está en función de la constante de tiempo de R_2 y C_2; de la misma forma T_2 se mantiene en corte en función de la constante de tiempo de R_1 y C_1. Así, tendremos que un periodo T de la onda cuadrada consta de los tiempos t_1 y t_2.

$$T = t_1 + t_2$$

Se puede afirmar, con una cierta aproximación, que el circuito RC necesita 0,693 constantes de tiempo para conseguir la tensión suficiente como para polarizar la base del transistor. Por ello, se puede establecer que el tiempo que se mantendrá cada transistor en corte será igual a:

$$t = 0{,}693 \cdot R \cdot C$$

Actividad resuelta 13.5

Determina la frecuencia de la onda cuadrada del multivibrador astable de la Figura 13.20, si

$$R_1 = R_2 = 25\ \text{k}\Omega \quad \text{y} \quad C_1 = C_2 = 1\ \text{nF}$$

Solución:

Como las resistencias y los condensadores son iguales, obtendremos unos tiempos $t_1 = t_2 = T/2$, que se corresponderán con medio periodo de una onda cuadrada.

$$T/2 = 0{,}693RC = 0{,}693 \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-9} =$$
$$= 1{,}7325 \cdot 10^{-5}\ \text{segundos}$$

El periodo completo de la señal será igual a:

$$T = 2 \cdot 1{,}7325 \cdot 10^{-5} = 3{,}465 \cdot 10^{-5}\ \text{segundos}$$

La frecuencia se calcula partiendo del valor del periodo:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{3{,}465 \cdot 10^{-5}} = 28.860\ \text{Hz}$$

Actividad propuesta 13.3

En relación con la Actividad resuelta 13.5, ¿qué ocurriría si los valores de R_2 y C_2 fuesen 24 kΩ y 2 nF, respectivamente y R_1 y C_1 se mantuviesen en los valores anteriores de 25 kΩ y 1 nF? ¿Seguiría siendo la onda cuadrada? ¿Cuál sería la frecuencia de la señal obtenida?

Resultado: 19.767 Hz

Multivibrador astable con operacional

En la práctica se puede simplificar el circuito del multivibrador con el empleo de un amplificador operacional (Figura 13.22).

Su funcionamiento es como sigue:

Dado que los operacionales no son perfectos, una de sus dos entradas tiende a tener algo más tensión que la otra. Cuando se conecte el AO a la alimentación, esta asimetría provocará la saturación de la tensión en la salida (recuerda que el AO sin realimentación negativa posee una ganancia muy elevada).

© Ediciones Paraninfo

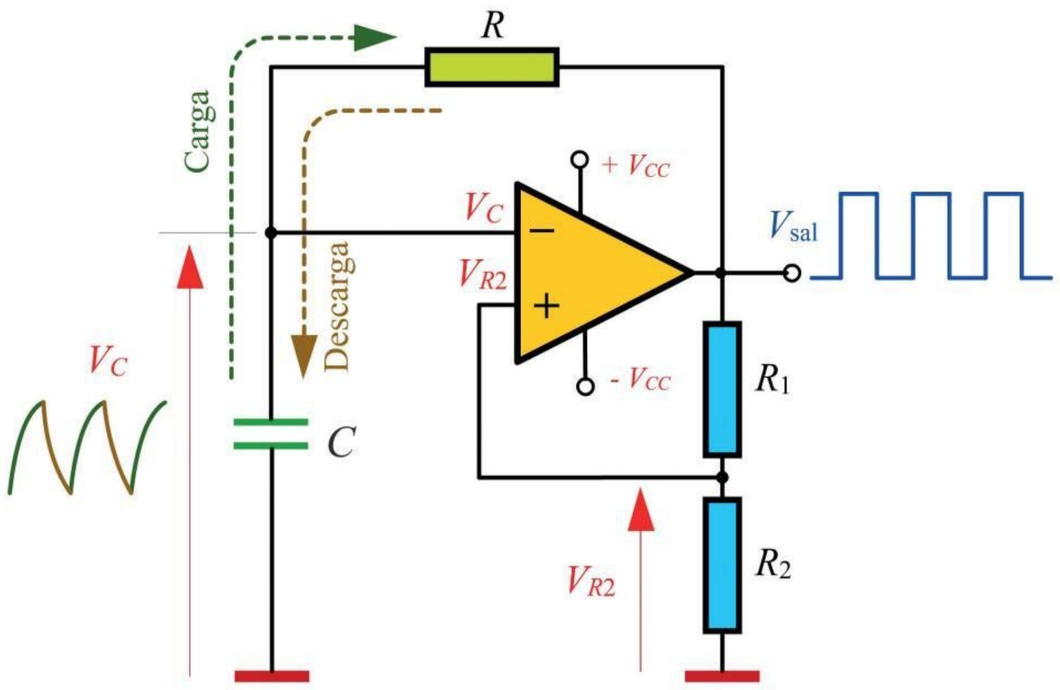


Figura 13.22. Multivibrador astable con AO.

En el caso de que el AO se sature positivamente, el condensador C comenzará su proceso de carga a través de la resistencia R. La tensión de este condensador (V_C) se aplica a la entrada inversora (–).

Por otro lado, la entrada no inversora (+) recibe una tensión a su entrada que se corresponde con una parte de la tensión de salida. Según se observa en el circuito, esta tensión es la de R_2 y se obtiene gracias al divisor de tensión formado por R_1 y R_2.

El AO compara estas dos tensiones y extrae su diferencia, de tal forma que cuando sean iguales, se obtiene a su salida una tensión igual a 0 V. Esto hace que la tensión en R_2 se haga también 0 V y por tanto también lo haga la tensión aplicada a la entrada no inversora (+).

En ese instante del tiempo tenemos 0 V en la entrada no inversora (+) y una tensión V_C positiva en la entrada no inversora (–), debido a que el condensador está cargado; por lo que AO al comparar estas dos tensiones y extraer su diferencia, provoca la saturación inmediata de su salida hacia la tensión negativa de la alimentación ($-V_{CC}$).

Esto hace que se inicie el proceso de descarga del condensador hasta que V_C vuelva a igualar la tensión en R_2. En ese momento, al ser iguales las tensiones en las dos entradas, la tensión en la salida vuelve a ser 0 V. Ahora, tenemos 0 V en la entrada no inversora (+) y una tensión negativa en la entrada inversora (–) debido a la tensión de descarga del condensador, por lo que se produce la saturación inmediata del AO hacia la tensión positiva de la alimentación ($+V_{CC}$).

Se inicia así un nuevo ciclo en el que se vuelve a repetir el proceso anterior y sucesivamente la tensión de salida V_s del AO pasará de la saturación positiva a la negativa, con lo que la forma de la señal resultante será de tipo cuadrado.

En el diagrama de la Figura 13.23 se muestran los tiempos de carga y descarga del condensador, así como las variaciones de tensión a la salida del AO. Observa cómo se obtiene una señal cuadrada a la salida que fluctúa entre la tensión positiva de la alimentación ($+V_{CC}$) y la negativa ($-V_{CC}$).

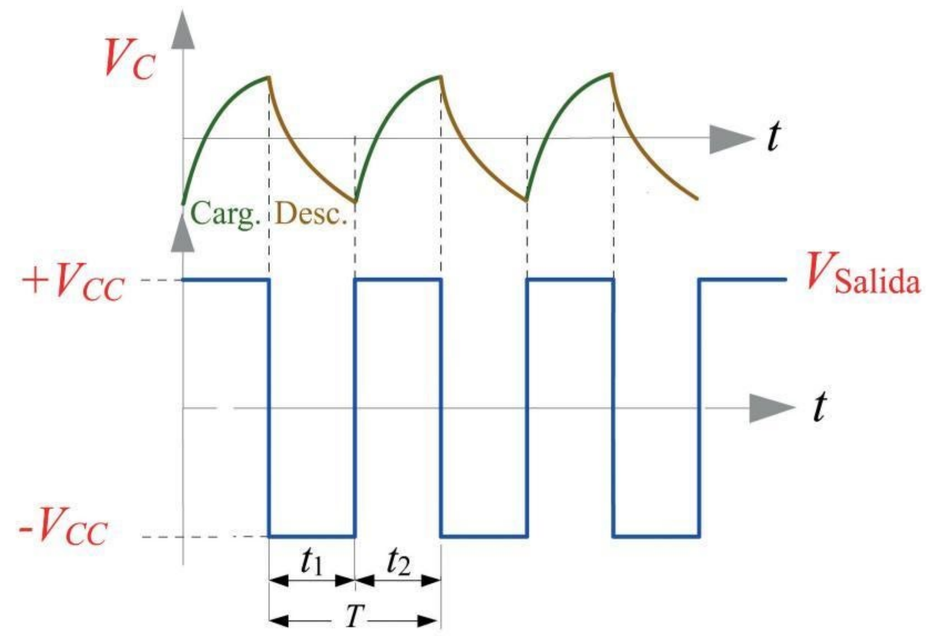


Figura 13.23. Señal cuadrada de un multivibrador astable con AO.

Si hacemos que $R_1 = R_2$, los tiempos de carga y descarga del condensador C a través de la resistencia R se pueden calcular igual que lo hemos hecho con el circuito con transistores:

$$t_1 = t_2 = 0{,}693 \cdot R \cdot C$$

$$T = 2 \cdot 0{,}693 \cdot R \cdot C$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{1{,}386 \cdot R \cdot C}$$

Actividad resuelta 13.6

Calcula la frecuencia de la onda cuadrada del multivibrador astable con AO de la Figura 13.24.

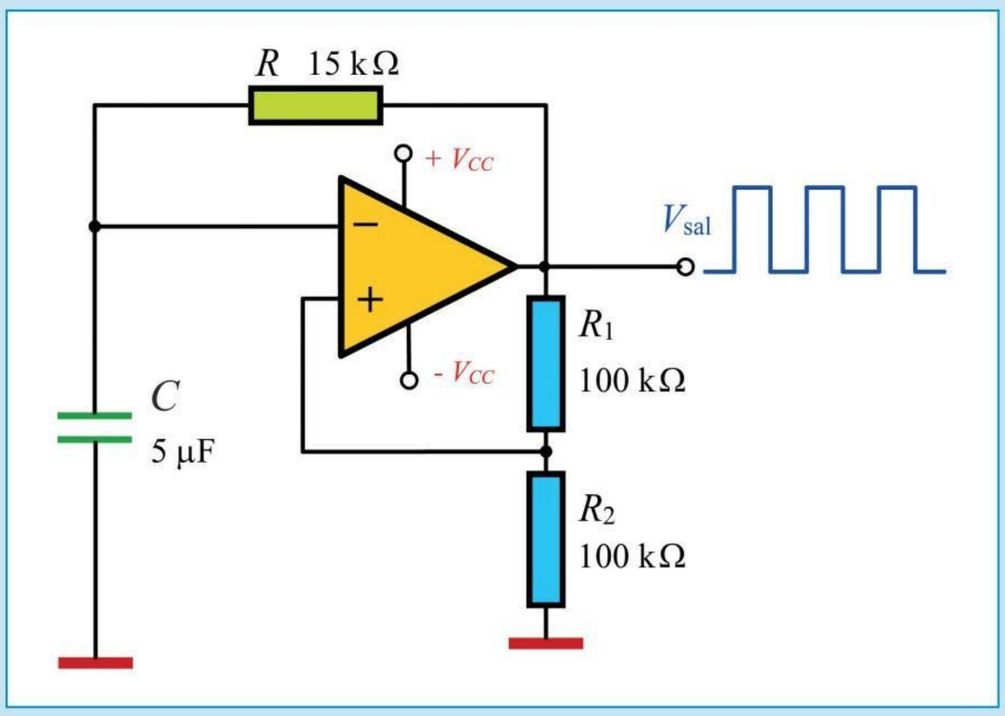


Figura 13.24.

Solución:

$$f = \frac{1}{1{,}386 \cdot R \cdot C} = \frac{1}{1{,}386 \cdot 15 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^{-6}} = 9{,}62 \text{ Hz}$$

© Ediciones Paraninfo

13.3. El circuito integrado 555

El circuito integrado 555, también llamado temporizador integrado, es muy conocido por todos los diseñadores de circuitos electrónicos; ya que con él se pueden construir multitud de circuitos de temporización de una forma sencilla y económica, como: multivibradores astables y monoestables, temporizadores electrónicos desde microsegundos hasta horas, etc. (véanse las próximas actividades resueltas).

En la Figura 13.25, se puede apreciar la disposición y numeración de los diferentes terminales del CI 555.

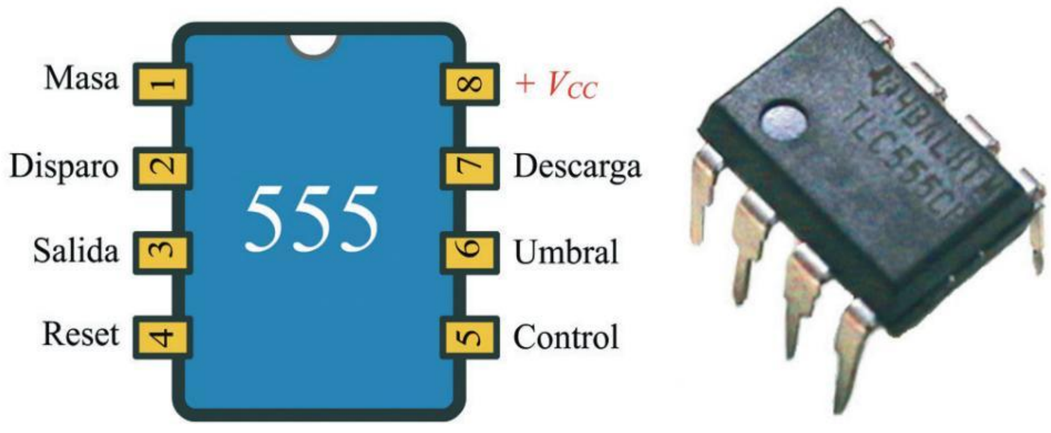


Figura 13.25. Encapsulado del CI 555.

En la Figura 13.26, se muestra el diagrama de bloques del circuito integrado 555.

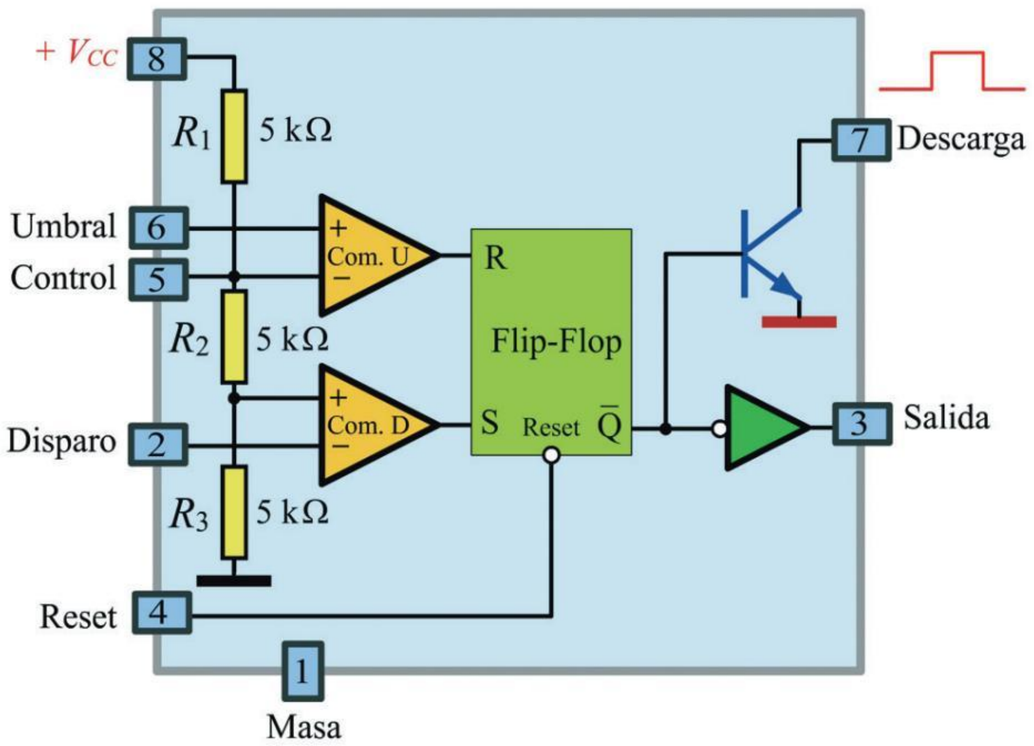


Figura 13.26. Diagrama de bloques del circuito integrado 555.

El 555 contiene dos comparadores: el de umbral (*Comp. U*) y el de disparo (*Comp. D*); además incorpora un multivibrador biestable o *flip-flop*, una entrada (2) para provocar el disparo o inicio de la temporización, un terminal de *Reset* o puesta a cero (4), una etapa de salida (3), y un transistor que provoca la descarga del condensador principal de temporización.

Veamos cómo se comportan estos circuitos:

Los **comparadores** son circuitos que proporcionan una salida alta o baja dependiendo del valor de las tensiones aplicadas a sus entradas, de tal forma que si la tensión aplicada al terminal (+) es mayor que la aplicada al terminal (–), en la salida aparece una tensión de nivel alto; al contrario, si la tensión al terminal (–) es mayor que la aplicada al terminal (+), en la salida obtenemos una tensión de nivel bajo.

El **biestable** posee dos entradas (R y S) y una salida $\overline{Q}$ que presenta un nivel de tensión alto o bajo en función del nivel de tensión que apliquemos a sus entradas, de tal forma que si el terminal R presenta un nivel alto y el S uno bajo, se obtiene una salida de nivel alto; al contrario si el terminal de entrada R presenta un nivel bajo y el S uno alto, en la salida $\overline{Q}$ tendremos un nivel bajo.

El biestable también posee un terminal de *Reset* que se conecta a la patilla 4 del integrado (puesta a cero). Si este terminal se conecta a masa en la salida del biestable, aparece una tensión de nivel alto, sean cuales sean los niveles de las tensiones de entrada por R y S.

La **etapa de salida** la constituye un inversor que hace que la salida $\overline{Q}$ del biestable se invierta (si se le aplica un nivel de tensión alto, aparece un nivel bajo en su salida; al contrario, si se le aplica a su entrada un nivel bajo, proporciona a la salida un nivel alto). Observa cómo la salida del inversor se conecta a la patilla (3) del integrado y que es aquí donde obtenemos la señal de salida del CI.

El funcionamiento de todos estos bloques entre sí es como sigue:

Las resistencias R_1, R_2 y R_3 son de igual valor (5 kΩ) y se conectan entre el terminal positivo de alimentación $+V_{CC}$ y masa formando un divisor de tensión, apareciendo en cada una de ellas 1/3 de la tensión V_{CC} de alimentación.

El **comparador umbral** (***Comp. U***) toma como tensión de referencia en su terminal de entrada (–) la proporcionada por el punto de unión de R_1 y R_2, que coincide con 2/3 de la de alimentación.

De esta forma, mientras que la tensión aplicada a la entrada umbral (6) permanezca a un nivel que sea inferior a 2/3 de la tensión de alimentación, la tensión de salida de *Comp*. U se mantendrá baja. Ahora bien, cuando la tensión aplicada a (6) sea superior a 2/3 de la de alimentación, la salida de este comparador pasará a ser alta. En este momento la entrada R del biestable se hace alta y por tanto la salida $\overline{Q}$ del mismo se hace también alta. La etapa de salida invierte la señal, apareciendo entonces una tensión de salida en (3) de nivel bajo. En conclusión, se puede decir que con el terminal (6) umbral conseguimos finalizar el ciclo de temporización.

El **comparador de disparo** (***Comp. D***) obtiene la tensión de referencia en su terminal de entrada (+) del punto de conexión de R_2 y R_3, que proporciona 1/3 de la tensión de alimentación.

© Ediciones Paraninfo

En este caso, cuando la tensión proporcionada por el terminal (2) de disparo es inferior a 1/3 de la tensión de alimentación, la salida de *Comp*. *D* toma un valor alto, que aplicado al terminal *S* de entrada del biestable hace que este bascule y proporcione una tensión de salida en $\overline{Q}$ de nivel bajo. En este caso el inversor de la etapa de salida proporciona en (3) una tensión de nivel alto.

Hay que hacer notar que cuando la tensión en la salida (3) se hace baja, el transistor de descarga se polariza directamente y entra en estado de saturación. Por el contrario, cuando dicha tensión se hace alta, este se pone en corte.

En el caso de que conectemos el terminal (4) de *Reset* a masa, la salida $\overline{Q}$ pasa inmediatamente a nivel alto sea cual sea la entrada del biestable, apareciendo en la salida (3) una tensión de nivel bajo. A su vez, el transistor de descarga pasa a saturación. Esto hace que se interrumpa el ciclo de temporización.

Si aplicamos una cierta tensión al terminal (5) de control podemos modificar la tensión de referencia del comparador de umbral (téngase en cuenta que dicha tensión de referencia en un principio es fija y viene determinada por el divisor de tensión formado por las tres resistencias en serie). En el caso de no hacer uso de esta opción, es conveniente conectar un condensador de 10 nF entre el terminal (5) y masa. Así se eliminan las posibles perturbaciones o ruidos que pudiesen surgir.

El CI 555 puede funcionar en un amplio margen de tensiones de alimentación, entre 4,5 y 16 voltios. La corriente que este circuito puede proporcionar a la salida (terminal 3) viene a ser de unos 200 mA a una tensión que se aproxima mucho a la de alimentación.

De todas las aplicaciones que se pueden hacer del 555 pasaremos a estudiar su funcionamiento en modo astable y en modo monoestable.

En el MATERIAL WEB que se ha preparado para este texto se incluyen las hojas de características del temporizador integrado 555.

13.3.1. Funcionamiento del CI 555 en modo astable

Con este modo de funcionamiento conseguimos generar una onda cuadrada de frecuencia fija, es decir, se comporta como un multivibrador astable. En la Figura 13.27, se muestra el circuito para hacer funcionar el CI 555 en modo astable.

Con este circuito se consigue una señal cuadrada como la de la Figura 13.28, en la que los tiempos t_1 y t_2 dependen de los ciclos de carga y descarga del condensador principal de temporización *C*.

El tiempo t_1 de carga viene determinado por la constante de tiempo de la red formada por las resistencias $R_1 + R_2$ y el condensador *C*, mientras que el tiempo t_2 de descarga depende de la red formada por R_2 y *C*.

$$t_1 = 0{,}693\ (R_1 + R_2)C$$
$$t_2 = 0{,}693 \cdot R_2 \cdot C$$

Observa cómo en este circuito se han unido las entradas de disparo (2) y de umbral (6), por lo que ambas quedan sometidas a la misma tensión. De esta forma, al conectar la tensión de alimentación, si el condensador *C* está descargado, ambos terminales se encuentran a una tensión igual a la de masa, por lo que la tensión que aparece por el terminal (3) de salida será de nivel alto. Además, el transistor de descarga se pondrá en corte. Con esta disposición, el condensador *C* comenzará su ciclo de carga a través de las resistencias conectadas en serie $R_1 + R_2$.

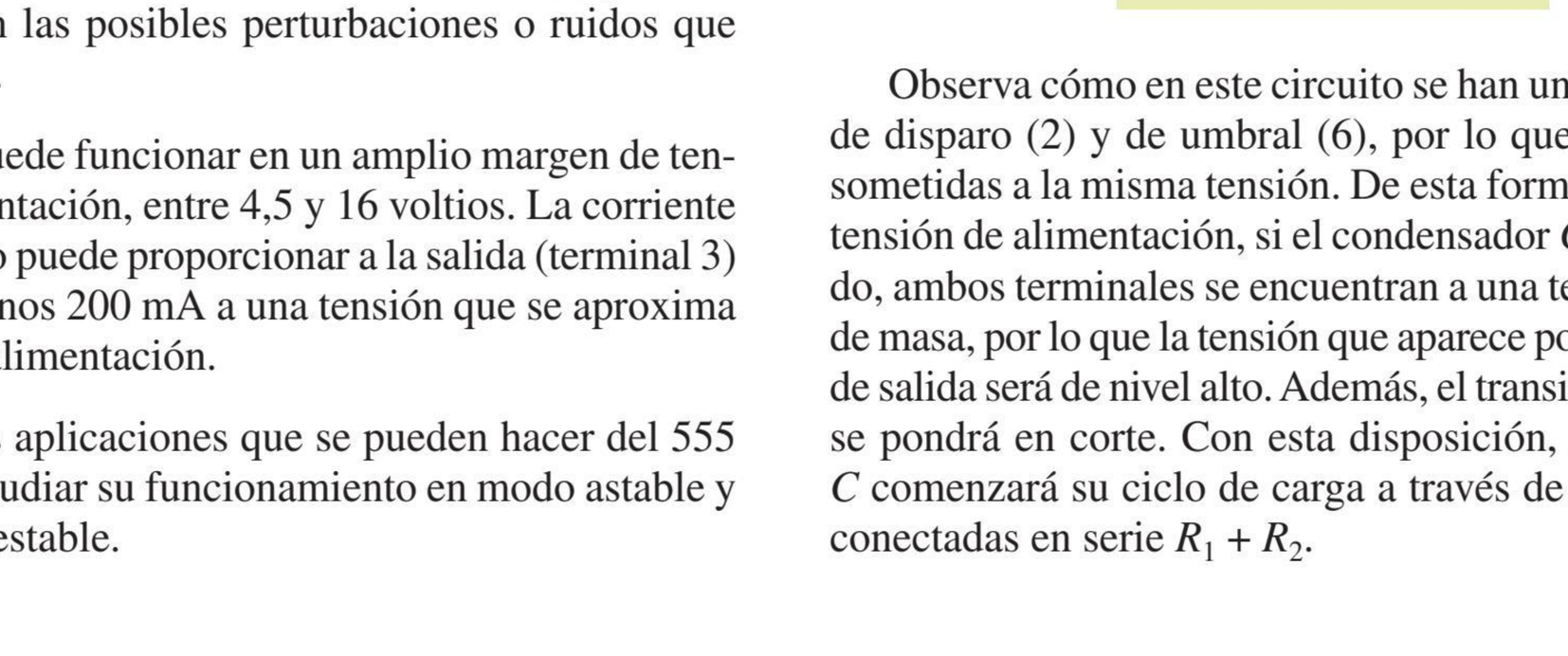


Figura 13.27. CI 555 funcionando en modo astable.

© Ediciones Paraninfo

Cuando la tensión en el condensador (V_C) alcanza un valor igual a 2/3 de la de alimentación (periodo de tiempo t_1), la tensión de salida por el terminal (3) se hace baja y el transistor de descarga entra en saturación. A partir de este momento comienza la descarga del condensador C a través de la resistencia R_1 (periodo de tiempo t_2) hasta que la tensión de dicho condensador sea igual a 1/3 de la de alimentación. En este instante la tensión de entrada S del biestable se hace alta y este bascula para comenzar un nuevo ciclo.

Estos ciclos de carga y descarga se repiten indefinidamente hasta que se desactive la alimentación y producen una señal cuadrada en el terminal de salida, tal como se muestra en la Figura 13.28.

La duración de un ciclo será igual a la suma de los tiempos de carga y descarga del condensador:

$$T = t_1 + t_2 = 0{,}693(R_1 + 2R_2)C$$

Siendo la frecuencia de oscilación:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1{,}44}{(R_1 + 2R_2)C}$$

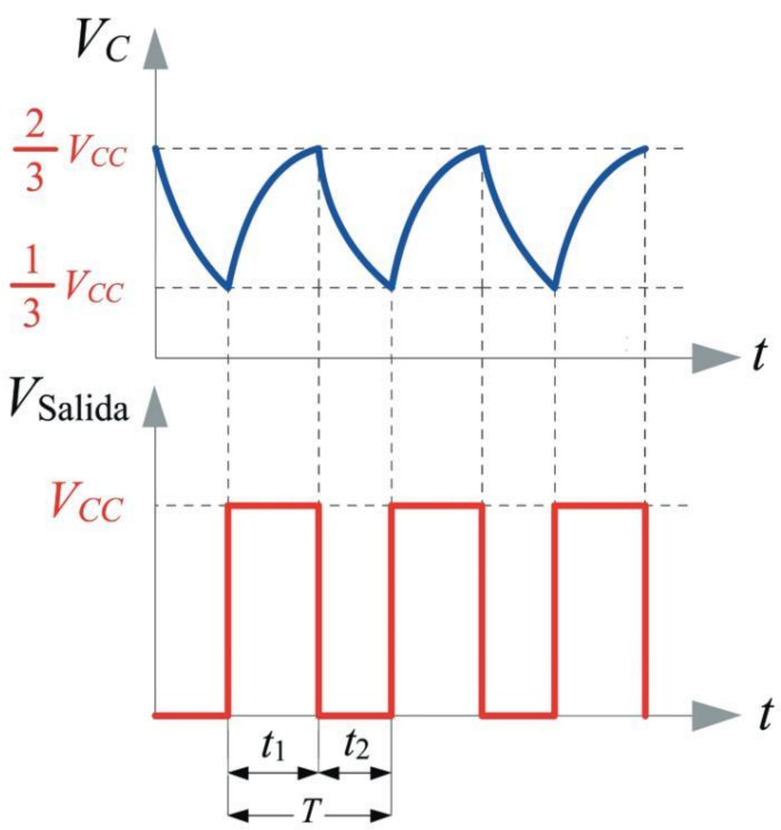


Figura 13.28. Tensión del condensador (V_C) y tensión de salida (V_{Salida}) del 555 en modo astable.

Actividad resuelta 13.7

El multivibrador astable con CI 555 de la Figura 13.27 posee los siguientes componentes exteriores: $R_1 = 1\ k\Omega$; $R_2 = 2\ k\Omega$ y $C = 1\ \mu F$. Si la tensión de alimentación es de 12 V, dibuja la señal de salida y calcula la frecuencia de oscilación.

Solución:

Calculamos primero los tiempos de carga y descarga del condensador C:

$$t_1 = 0{,}693(R_1 + R_2)C =$$
$$= 0{,}693(1 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^3)1 \cdot 10^{-6} =$$
$$= 2{,}079 \cdot 10^{-3}\ s = 2{,}1\ ms$$

$$t_2 = 0{,}693 \cdot R_2 \cdot C = 0{,}693 \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-6} =$$
$$= 1{,}386 \cdot 10^{-3}\ s = 1{,}4\ ms$$

$$T = t_1 + t_2 = 2{,}079 \cdot 10^{-3} + 1{,}386 \cdot 10^{-3} =$$
$$= 3{,}465 \cdot 10^{-3}\ s$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{3{,}465 \cdot 10^{-3}} = 288{,}6\ Hz$$

El diagrama de oscilación de la tensión de salida sería el que se muestra en la Figura 13.29.

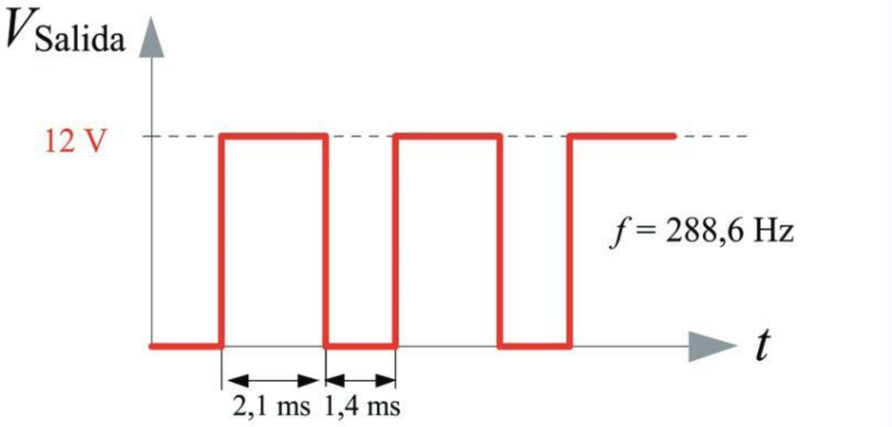


Figura 13.29.

Actividad propuesta 13.4

En relación con la Actividad resuelta 13.7, ¿qué valor debería tener el condensador C para conseguir que este multivibrador astable trabaje con una frecuencia de 1 kHz?

Resultado: 288 nF

13.3.2. Funcionamiento del CI 555 en modo monoestable

En este modo de funcionamiento podemos hacer funcionar al 555 como si fuese un temporizador, de tal forma que podemos hacer que se active la salida (3) durante un tiempo determinado cuando enviemos un impulso de disparo al terminal (2). En la Figura 13.30, se muestra el circuito para hacer funcionar el CI 555 en modo monoestable.

Con este circuito se consigue un ciclo de temporización, manteniéndose la salida activada durante un tiempo t después de un impulso de disparo, tal como se muestra en los diagramas de la Figura 13.31. El tiempo t de temporización

© Ediciones Paraninfo

depende de los valores del condensador C y de la resistencia R y se calcula de la siguiente forma:

$$t = 1{,}1 \cdot R \cdot C$$

Veamos cómo funciona este circuito:

Mientras la entrada de disparo (2) se encuentre a un nivel superior a 1/3 de la tensión de alimentación, la tensión de salida (V_{Sal}) por (3) se mantiene a un nivel bajo, que hace que el transistor de descarga se sature y mantenga descargado el condensador C. Ahora bien, cuando dicha tensión de disparo se reduce por debajo de 1/3 V_{CC}, el biestable del 555 bascula y hace que el terminal de salida (3) aparezca a un nivel de tensión alto (comienzo del ciclo de temporización). A su vez, el transistor de descarga pasa a corte y hace que el condensador C comience su ciclo de carga a través de la resistencia R. Este proceso continúa hasta que la tensión que aparece en el terminal umbral (6) se hace igual o superior a 2/3 de la tensión de alimentación (fin del ciclo de temporización). En este momento, el biestable vuelve a bascular, produce un nivel de tensión de salida baja y hace que el transistor se sature y se descargue, dejando preparado el circuito para un nuevo ciclo de temporización y a la espera de un nuevo pulso de disparo ($V_{Disparo}$).

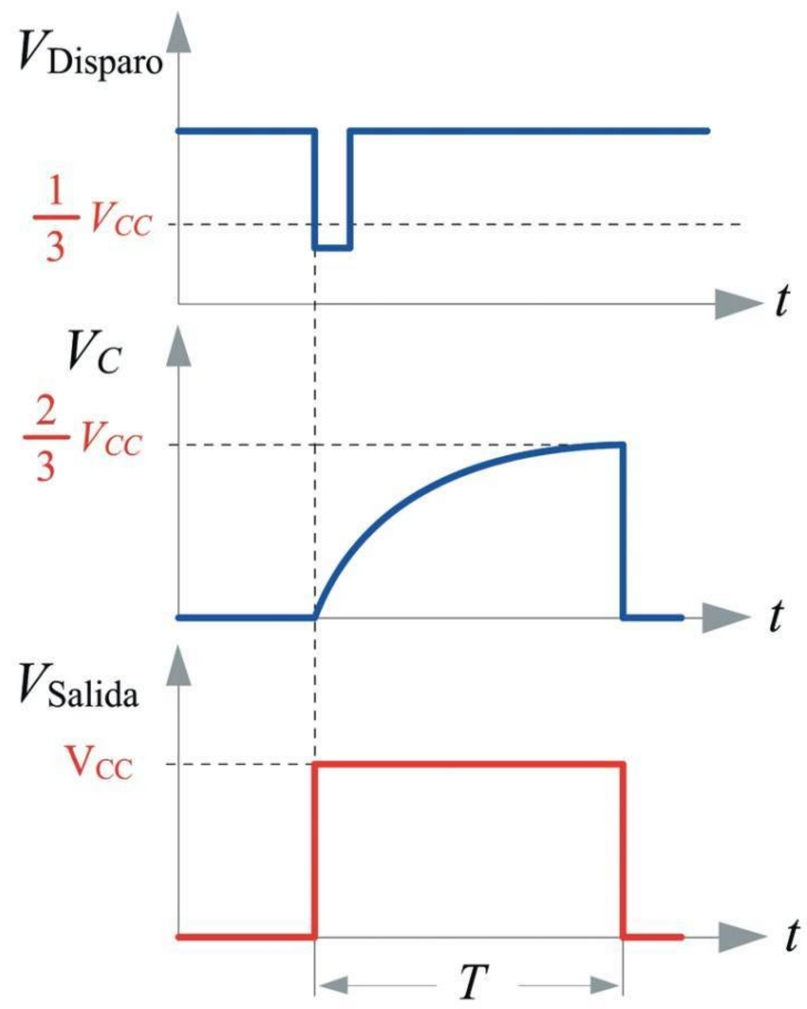


Figura 13.31. Impulso de disparo ($V_{Disparo}$), tensión del condensador (V_C) y tensión de salida (V_{Salida}) del 555 en modo monoestable.

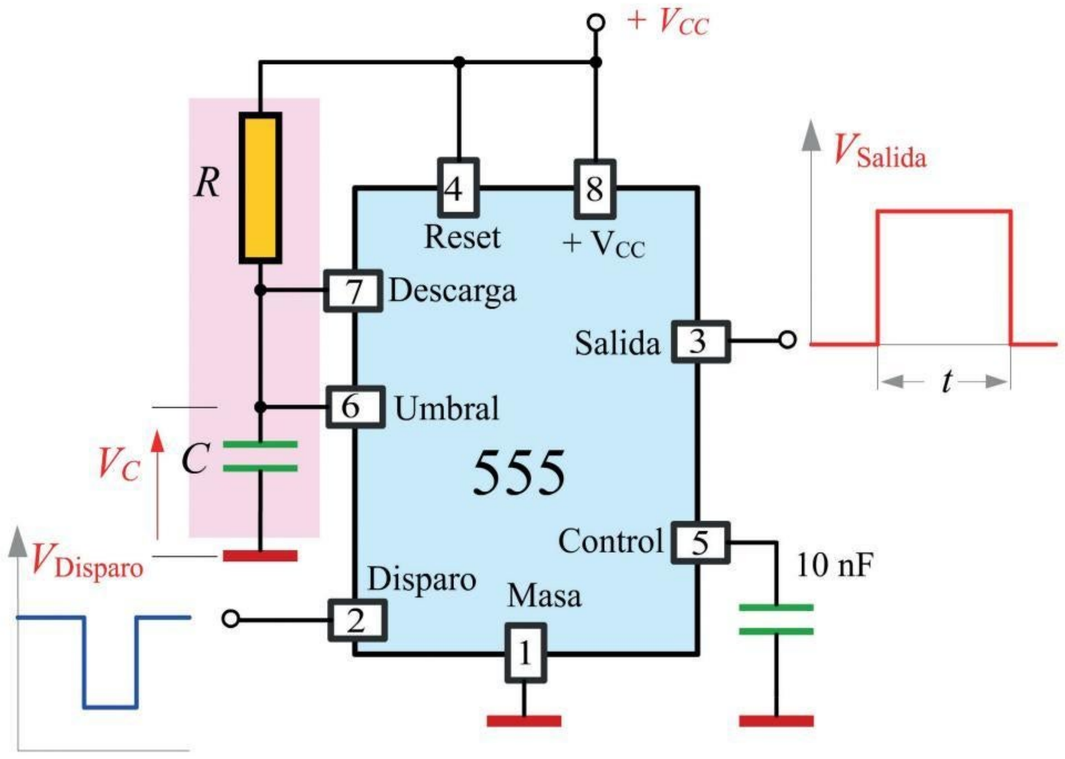


Figura 13.30. CI 555 funcionando en modo monoestable.

Actividad resuelta 13.8

Se desea construir un temporizador con el multivibrador monoestable con CI 555 de la Figura 13.30 con un condensador de temporización $C = 10\ \mu F$. Se trata de calcular el valor de la resistencia R para conseguir que la tensión en la salida durante un ciclo de temporización sea de 11 segundos.

Solución:

De la expresión $t = 1{,}1 \cdot R \cdot C$

$$R = \frac{t}{1{,}1 \cdot C} = \frac{11}{1{,}1 \cdot 10 \cdot 10^{-6}} = 1.000.000\ \Omega = 1\ M\Omega$$

Actividad propuesta 13.5

En relación con la Actividad resuelta 13.7, ¿qué valor debería tener el condensador C y R para conseguir que este multivibrador monostable trabaje con un ciclo de temporización de 1 minuto?

Resultado: 54,54 µF y 1 MΩ

© Ediciones Paraninfo

Prácticas de laboratorio

13.1. Verificación de un oscilador. Se trata de que consigas ya montado alguno de los osciladores senoidales estudiados en esta unidad. Analiza sus componentes y determina su esquema eléctrico, así como identifica el tipo de oscilador que es. En cualquier caso, de no disponer de estos circuitos, puedes montar en una placa *protoboard* el oscilador de la Figura 13.32.

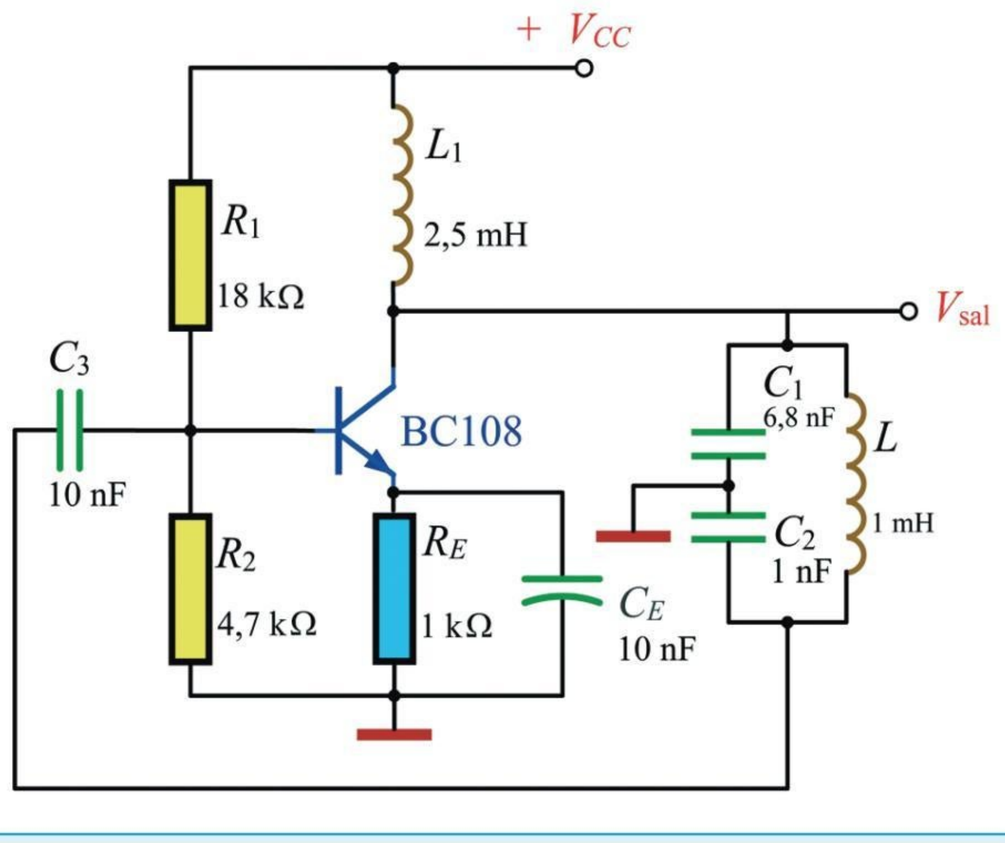


Figura 13.32.

¿De qué tipo es este oscilador?

¿Cuál tendría que ser la frecuencia de la señal senoidal obtenida en la salida?

Mide con un osciloscopio la señal de salida, determinando los valores de amplitud y frecuencia de la señal. Compara los resultados obtenidos teóricamente con el resultado de la medida.

Modifica cualquiera de los valores de los componentes del circuito tanque (L, C_1 o C_2) y repite las medidas.

13.2. Verificación de un multivibrador astable. Consigue el circuito de un multivibrador astable o, en su defecto, monta el propuesto en la Figura 13.33.

a) Conecta el circuito a la alimentación y mide con un osciloscopio la forma de onda en el colector de T_1 y T_2, así como en la base de T_1 y T_2. Conviene disponer de un osciloscopio de dos canales para poder medir y comparar las diferentes señales medidas.

b) Teniendo en cuenta los componentes utilizados en el circuito, calcula el valor teórico de la frecuencia de este multivibrador y compárala con la medida obtenida por el osciloscopio.

c) Sustituye la resistencia R_1 por un potenciómetro. Ajusta dicho potenciómetro a diferentes valores óhmicos, observando el efecto que produce en las formas de onda del colector de uno de los transistores.

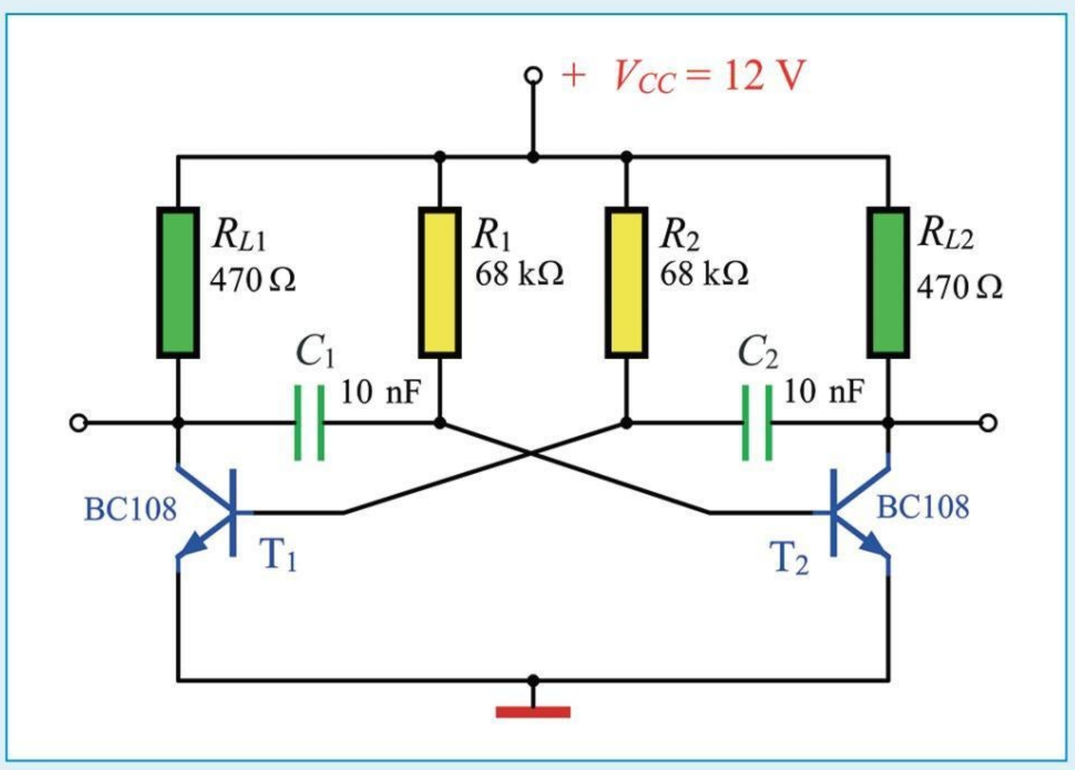


Figura 13.33.

13.3. Luces intermitentes con multivibrador astable. Se trata de construir un circuito que haga parpadear de forma intermitente dos diodos LED de color rojo y verde. El circuito práctico que se propone es el de la Figura 13.34. Antes de realizar el montaje y verificación de su funcionamiento, calcula los tiempos teóricos de encendido y apagado de los diodos y su frecuencia de oscilación. En el caso de no disponer de transistores 2N2222, se puede utilizar cualquier transistor NPN de similares características que esté a nuestra disposición.

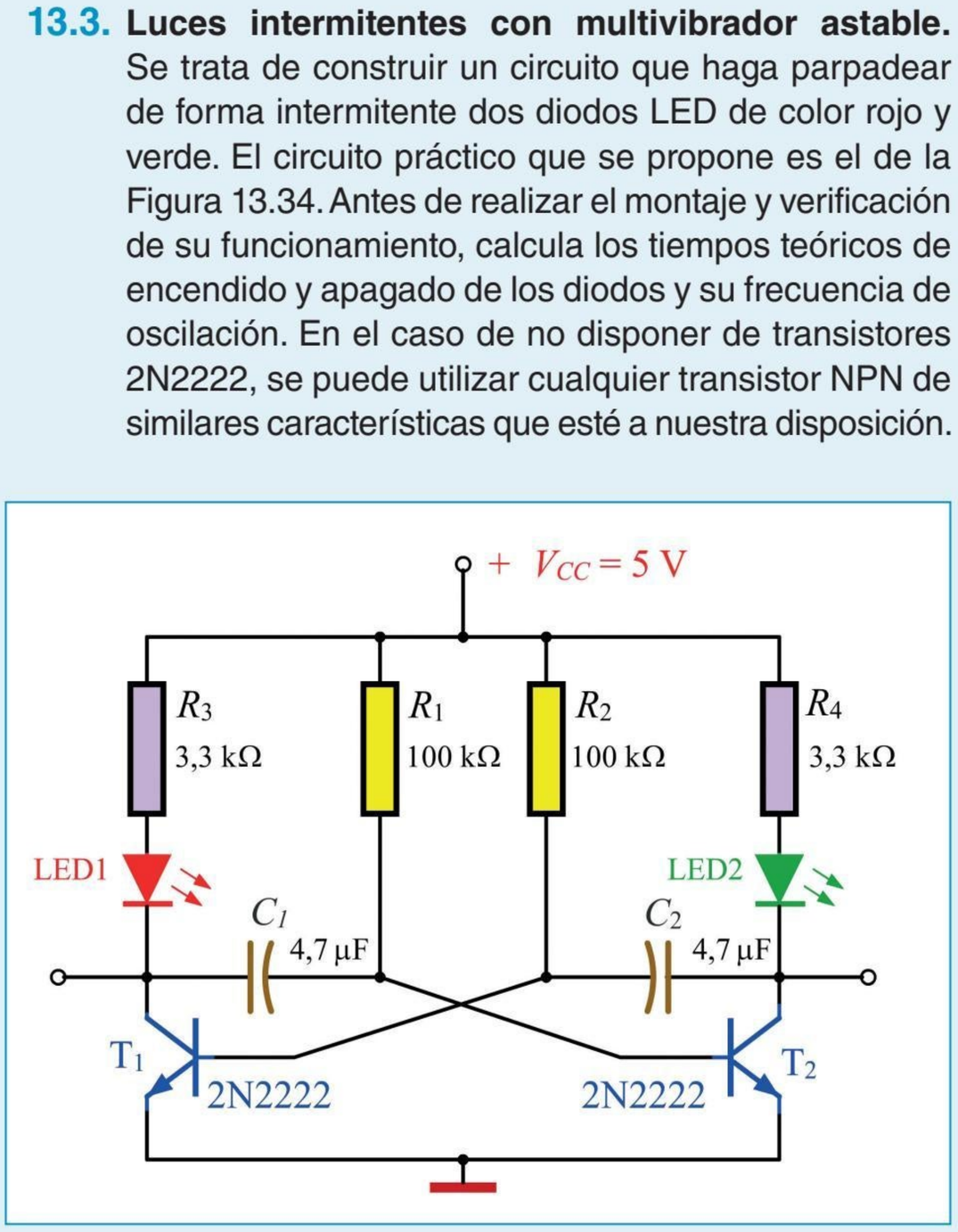


Figura 13.34. Luces intermitentes.

© Ediciones Paraninfo

13.4. Verificación de multivibrador astable con AO. Se trata de que montes el circuito de la Figura 13.35 y analices la forma de onda obtenida a su salida.

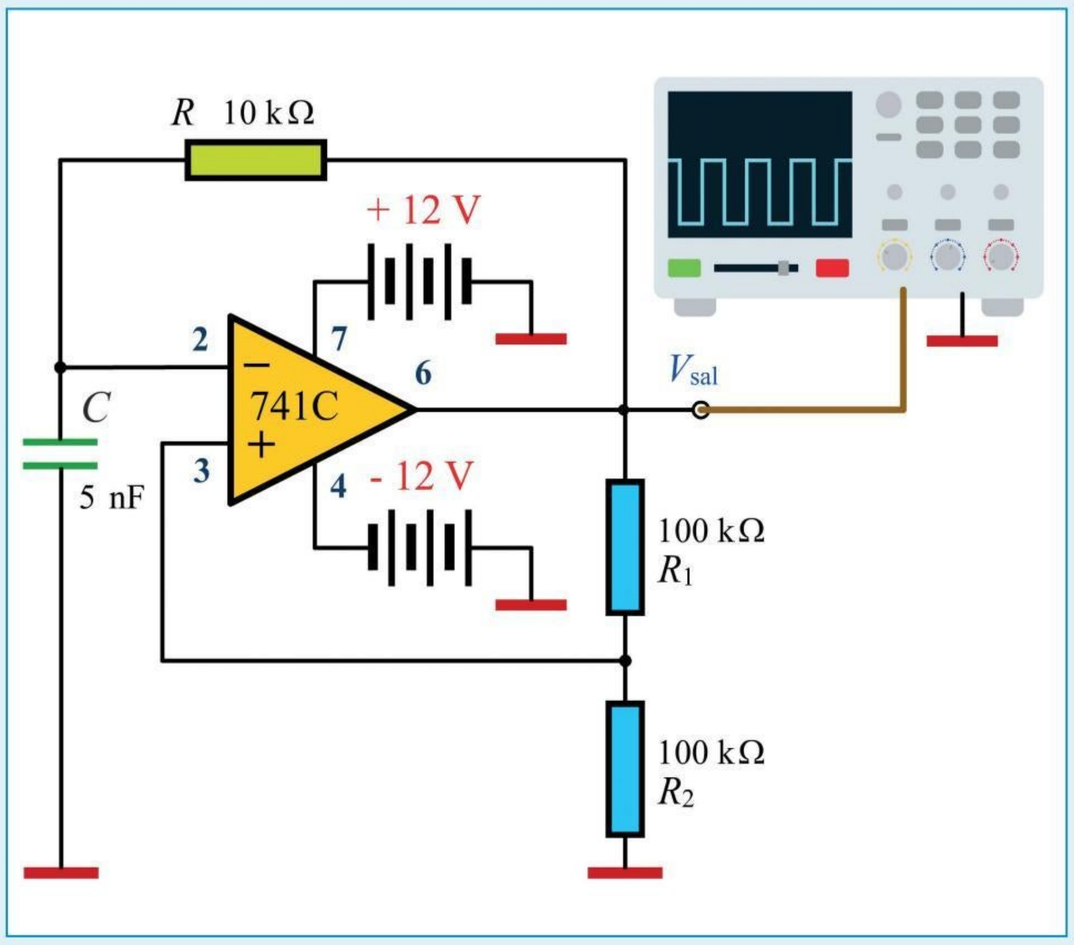


Figura 13.35. Multivibrador astable con AO.

¿Cuál es la frecuencia teórica obtenida a la salida?

Dibuja los oscilogramas obtenidos en el osciloscopio, determina la frecuencia real obtenida y compara este resultado con el teórico.

13.5. Verificación de oscilador con CI 555. Se trata de que montes en el entrenador didáctico el circuito de la Figura 13.36 y analices su funcionamiento con el osciloscopio.

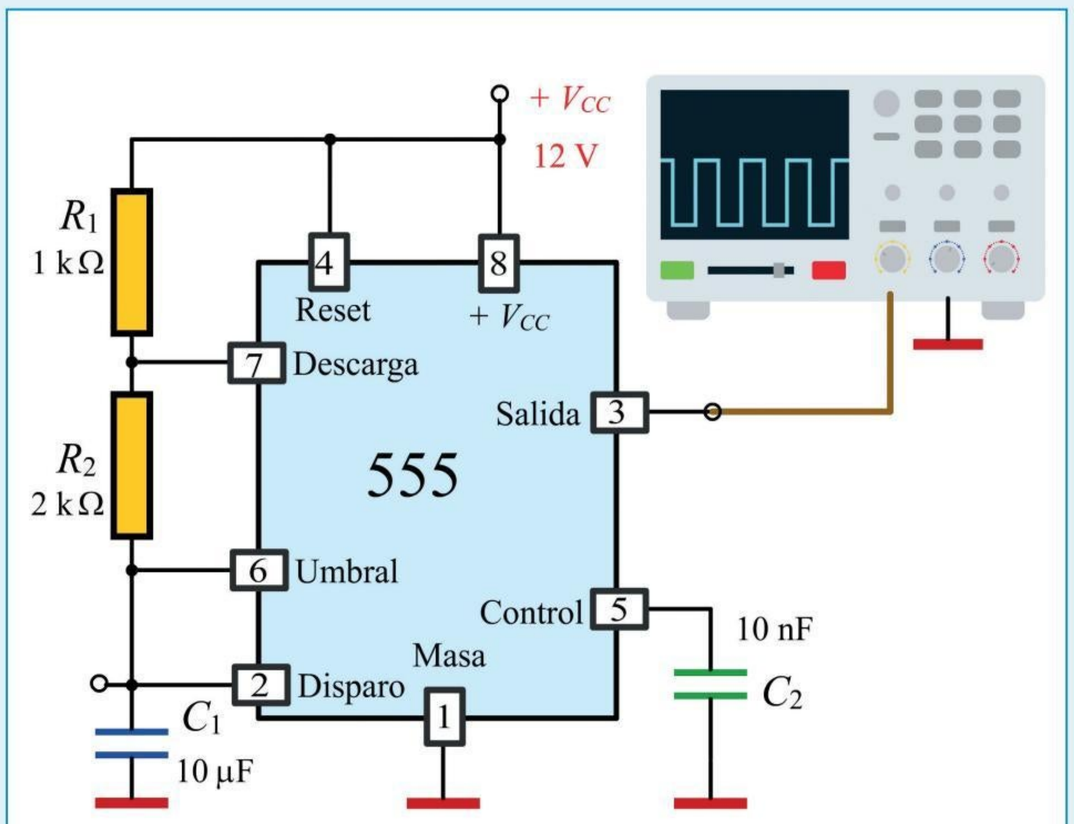


Figura 13.36.

¿De qué tipo es este oscilador?

¿Cuál es la frecuencia teórica obtenida a la salida?

Dibuja los oscilogramas obtenidos en el osciloscopio, determina la frecuencia real obtenida y compara este resultado con el teórico.

Cambia el condensador C_1 por uno de menos capacidad, como por ejemplo 47 nF y vuelve a medir con el osciloscopio la frecuencia conseguida.

Sustituye la resistencia R_1 por un potenciómetro de 100 kΩ y comprueba el efecto de variación de la frecuencia que se produce al modificar su valor óhmico.

13.6. Circuito de un temporizador monoestable con 555. Se trata de la típica aplicación del temporizador 555 trabajando como temporizador monoestable, al que se le ha incorporado una resistencia variable de 100 kΩ con el fin de poder regular el tiempo del impulso de temporización a la salida (Figura 13.37).

Recuerda que este tiempo se calcula mediante la expresión:

$$t = 1{,}1\ RC$$

En nuestro circuito, $R = R_1 + R_{2;}$ y $C = C_1$

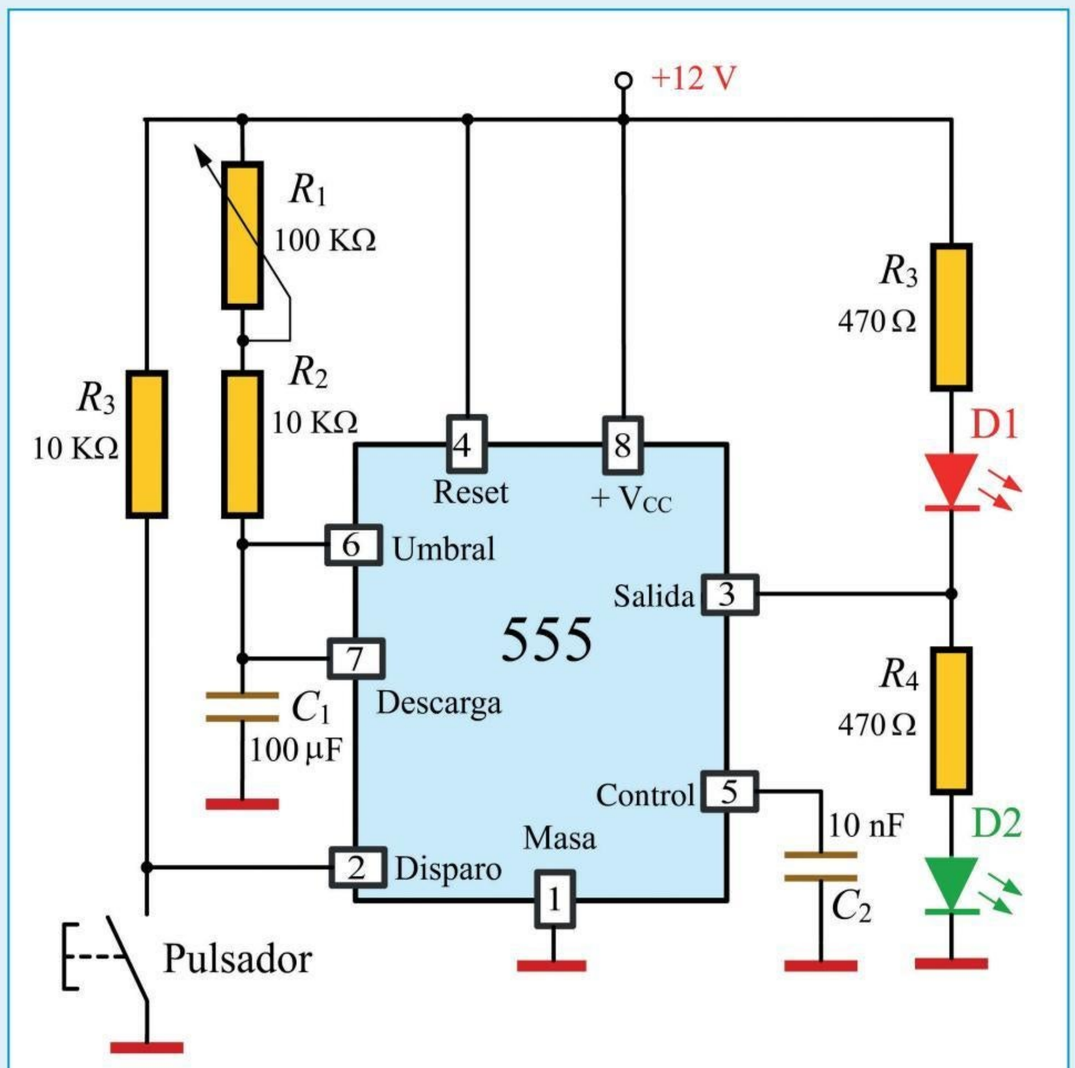


Figura 13.37.

En estado de reposo, el diodo LED D1 permanece encendido, mientras que el D2 está apagado, ya que la salida (3) se encuentra en un nivel bajo. Al accionar el pulsador se conecta a masa el terminal (2) de disparo, lo que introduce un pulso de disparo que produce una señal de salida por el terminal (3), que hace que el LED D1 se apague y el D2 se encienda durante el tiempo de temporización (t).

Para variar el tiempo de temporización basta con ajustar el valor de la resistencia R_1 al valor deseado.

© Ediciones Paraninfo

Monta el circuito en el entrenador didáctico y comprueba las diferentes magnitudes que se dan en él mediante el polímetro y el osciloscopio. Modifica el valor de R_1 y comprueba cómo cambia ahora el tiempo de temporización.

13.7. Circuito de alarma activada por luz. Se trata de construir una alarma que se activa mediante el fotodiodo D1 ante la presencia de luz. Este pone en marcha un multivibrador astable basado en el CI 555. El mismo está configurado para producir una señal audible de unos 480 Hz en un altavoz (Figura 13.38).

El fotodiodo D1 se encuentra en polarización inversa a través de la resistencia R_3. Al incidir la luz en él, aumenta su corriente inversa y la base del transistor PNP se hace más negativa respecto a su emisor, lo que produce que el transistor T1 entre en conducción y el CI 555 quede debidamente alimentado con los 5 V de la alimentación. Al activarse el multivibrador astable, se produce una señal de oscilación que queda aplicada al altavoz, logrando que este emita una señal audible. En ausencia de luz, el transistor T1 entra en corte y apaga el oscilador.

Monta el circuito en el entrenador didáctico y comprueba su funcionamiento. Observa los valores de R_1, R_2 y C_1 y calcula la frecuencia teórica de oscilación del multivibrador.

¿Cómo se podría cambiar la tonalidad del sonido emitido por el altavoz?

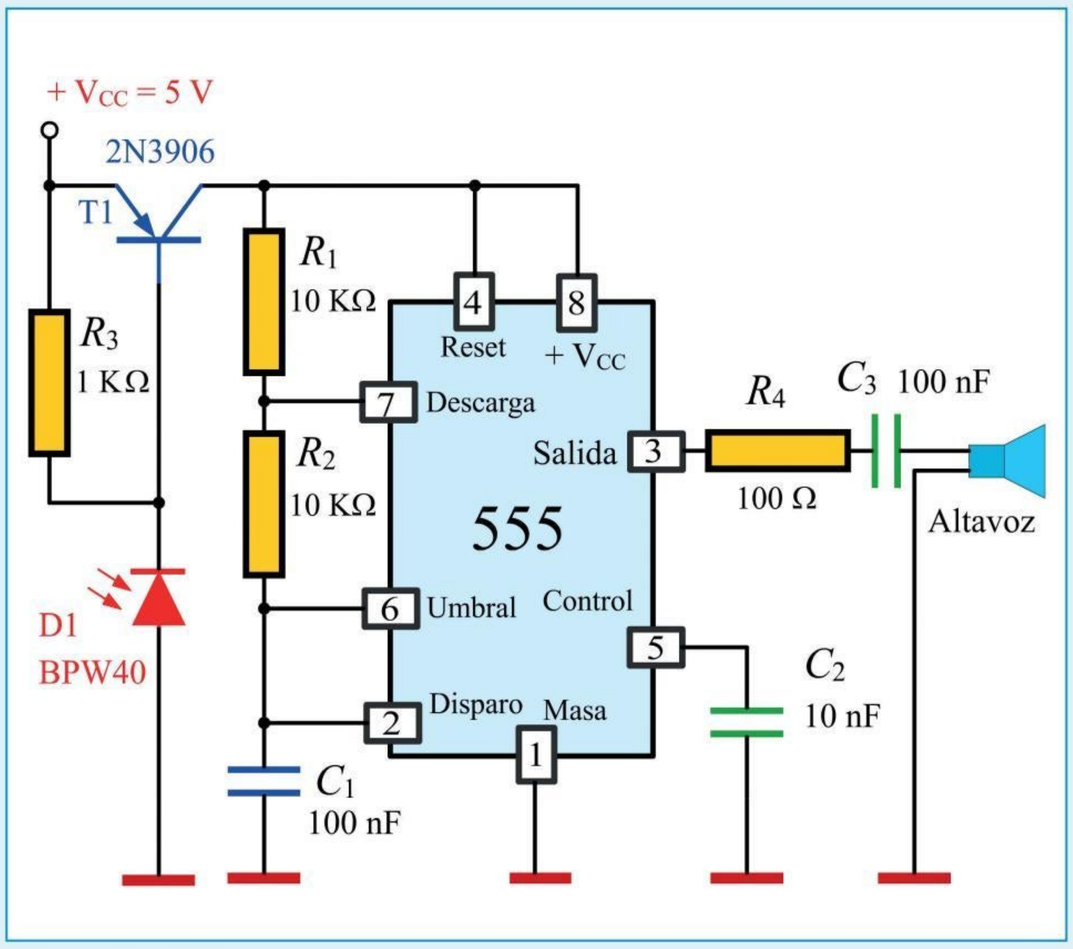


Figura 13.38.

© Ediciones Paraninfo

Actividades de comprobación

13.1. ¿Qué requisitos debe reunir un amplificador para convertirse en un oscilador?

a) Poseer una impedancia de entrada elevada y una red de realimentación positiva.

b) Poseer una impedancia de entrada reducida y una red de realimentación negativa.

c) Poseer una impedancia de entrada elevada y una red de realimentación negativa.

13.2. ¿Qué red de realimentación se utiliza más para conseguir osciladores de alta frecuencia?

a) La red RC.

b) La red LC.

c) La red simétrica.

13.3. ¿Qué oscilador consigue una frecuencia más estable?

a) El oscilador RC.

b) El oscilador LC.

c) El oscilador de cristal.

13.4. ¿Qué valor posee la tensión de referencia del comparador umbral del CI 555?

a) 1/2 de la de alimentación.

b) 1/3 de la de alimentación.

c) 2/3 de la de alimentación.

13.5. ¿Qué valor posee la tensión de referencia del comparador de disparo del CI 555?

a) 1/2 de la de alimentación.

b) 1/3 de la de alimentación.

c) 2/3 de la de alimentación.

13.6. En el circuito de la Figura 13.30 se hace funcionar al CI 555 como monoestable. ¿Qué ocurre si se conecta a masa el terminal (2) de disparo?

a) Aparece un nivel de tensión alto en el terminal (3) de salida.

b) Aparece un nivel de tensión bajo en el terminal (3) de salida.

c) Aparece una señal cuadrada en el terminal (3) de salida.

13.7. Determina la frecuencia de la señal de salida de un oscilador RC por desplazamiento de fase, como el de la Figura 13.8, si consta de una red de realimentación con tres células RC de valores $R = 25\ k\Omega$ y $C = 18$ nF.

13.8. Calcula la frecuencia de la señal de salida de un oscilador Colpitts, como el de la Figura 13.12, si los componentes del circuito tanque son: $L = 20\ \mu H$ y $C_1 = C_2 = 100$ pF.

13.9. Calcula los tiempos t_1 y t_2 que permanecerán en saturación los transistores T_1 y T_2 del multivibrador astable de la Figura 13.39, así como la frecuencia de la onda cuadrada asimétrica obtenida.

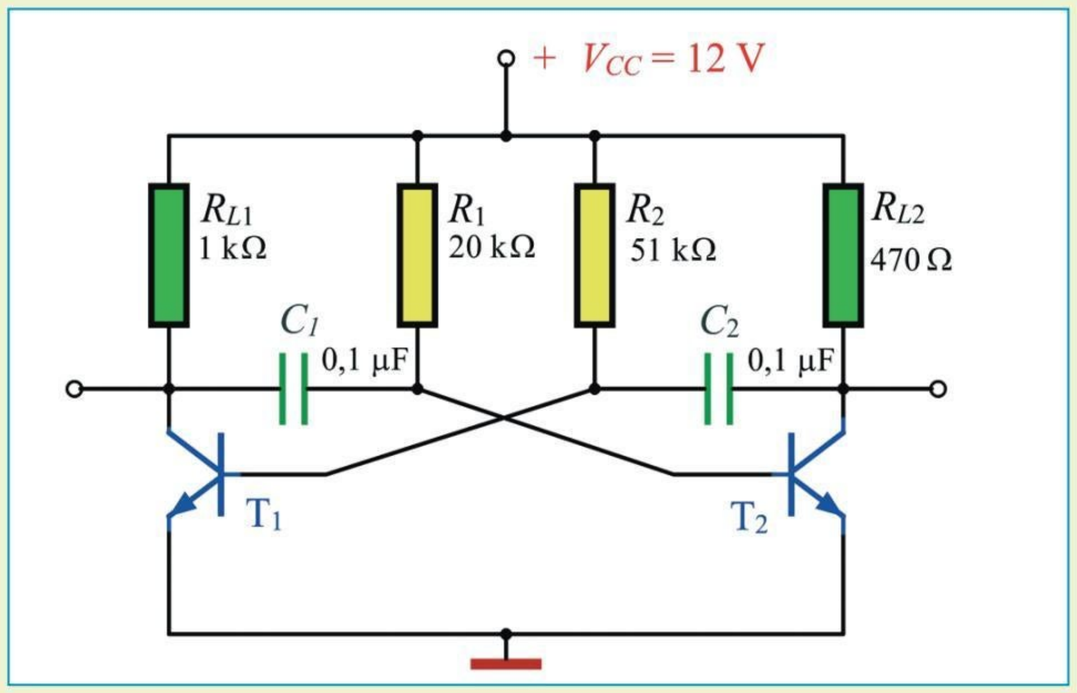


Figura 13.39.

13.10. Observa el circuito de la Figura 13.40 y contesta a las siguientes preguntas:

a) ¿Qué utilidad tiene este circuito?

a) Genera una onda cuadrada asimétrica.

b) Genera un pulso de temporización.

c) Funciona como multivibrador monoestable.

b) Calcula la frecuencia de oscilación.

c) ¿De qué valor tendrá que ser el condensador C para conseguir una frecuencia de 1 MHz?

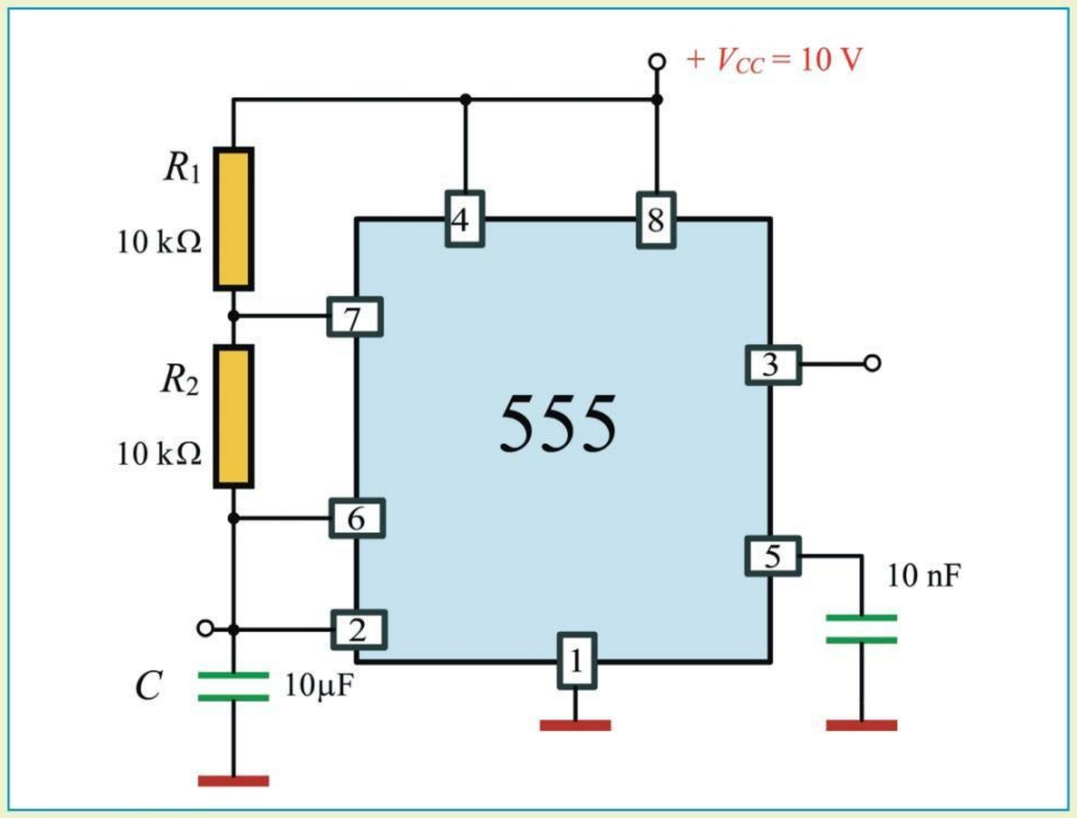


Figura 13.40.

© Ediciones Paraninfo

13.11. ¿Cuál será el valor capacitivo que deberán poseer los condensadores de un puente de Wien, como el de la Figura 13.9, para conseguir una señal de salida de frecuencia igual a 1 kHz, teniendo en cuenta que $R = 50\ k\Omega$?

13.12. ¿De qué valor tendrá que ser la suma de inductancias de un oscilador Hartley, como el de la Figura 13.14, para conseguir una señal senoidal en la salida de 10 MHz, si el condensador del circuito tanque es igual a 10 pF?

Actividades de ampliación

13.1. Busca en internet la hoja de características del temporizador integrado 555 y analiza los principales parámetros que figuran en la misma.

A modo de ejemplo, en la Figura 13.41 se muestran unos recortes pertenecientes a la hoja de características del temporizador integrado 555.

LM555/NE555/SA555

Single Timer

Absolute Maximum Ratings (T_A = 25°C)

Parameter	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	V_{CC}	16	V
Lead Temperature (Soldering 10sec)	T_{LEAD}	300	°C
Power Dissipation	P_D	600	mW
Operating Temperature Range LM555/NE555 SA555	T_{OPR}	0 ~ +70 -40 ~ +85	°C
Storage Temperature Range	T_{STG}	-65 ~ +150	°C

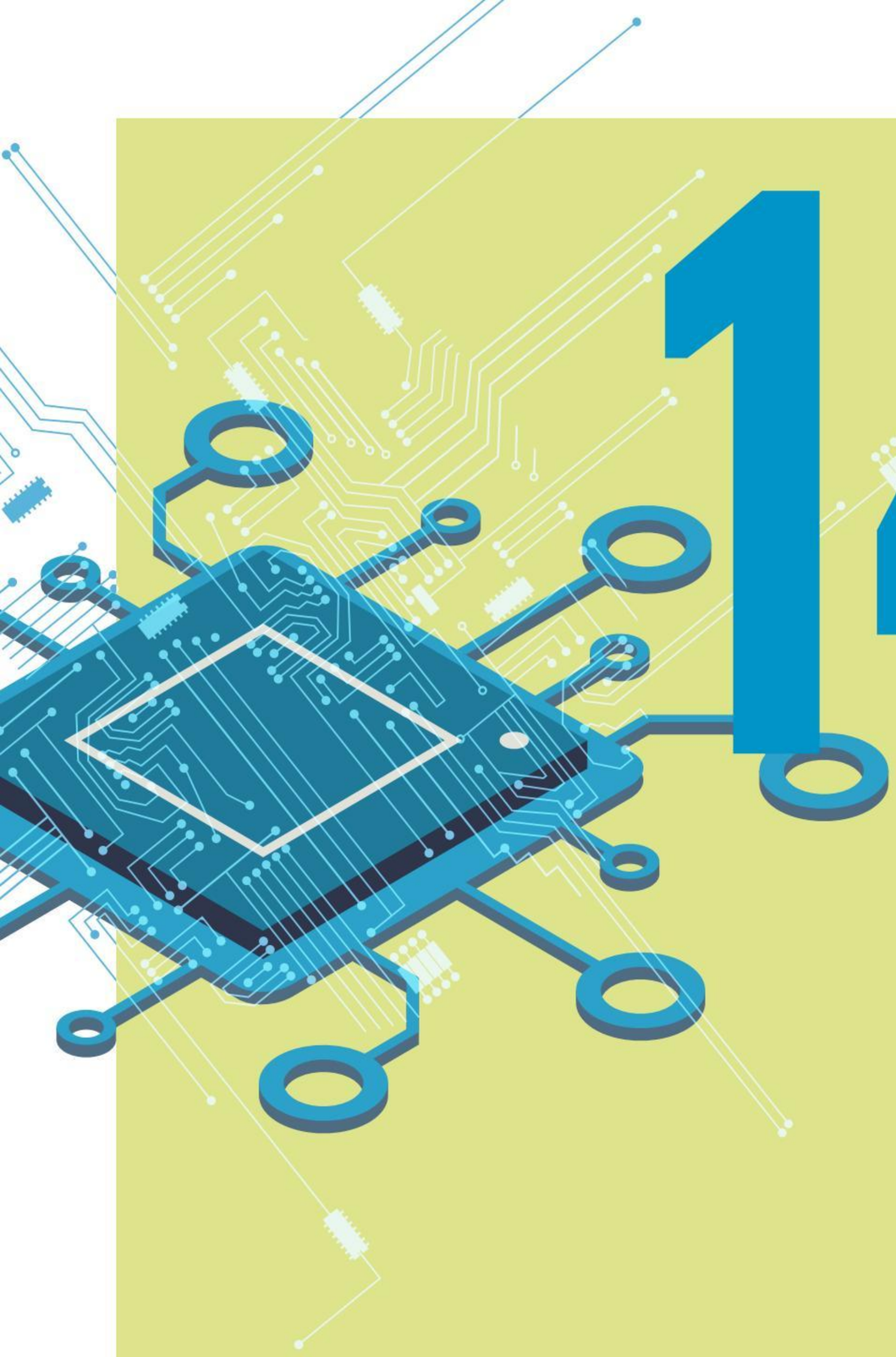
Electrical Characteristics

(T_A = 25°C, V_{CC} = 5 ~ 15V, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
Supply Voltage	V_{CC}	-	4.5	-	16	V
Supply Current *1(Low Stable)	I_{CC}	V_{CC} = 5V, R_L = ∞	-	3	6	mA
		V_{CC} = 15V, R_L = ∞	-	7.5	15	mA
Control Voltage	V_C	V_{CC} = 15V	9.0	10.0	11.0	V
		V_{CC} = 5V	2.6	3.33	4.0	V
Threshold Voltage	V_{TH}	V_{CC} = 15V	-	10.0	-	V
		V_{CC} = 5V	-	3.33	-	V
Threshold Current *3	I_{TH}	-	-	0.1	0.25	µA
Trigger Voltage	V_{TR}	V_{CC} = 5V	1.1	1.67	2.2	V
		V_{CC} = 15V	4.5	5	5.6	V
Trigger Current	I_{TR}	V_{TR} = 0V		0.01	2.0	µA

Figura 13.41. Hoja de características del CI 555.

© Ediciones Paraninfo



14 Electrónica de potencia-tiristores

Contenidos

- **14.1.** Tiristores
- **14.2.** El rectificador controlado de silicio (SCR)
- **14.3.** El diac
- **14.4.** El triac
- **14.5.** El transistor de unijuntura (UJT)
- **14.6.** Modulación PWM

Los tiristores son una serie de componentes semiconductores que poseen unas características que los hacen ideales para trabajar en el control de grandes corrientes eléctricas. Este tipo de semiconductores tiene un gran campo de aplicación en la electrónica industrial o electrónica de potencia. Con ellos es posible controlar la potencia de receptores en C.C. y en C.A. De esta forma, es posible regular la velocidad de motores eléctricos, controlar la intensidad luminosa de equipos de alumbrado, sustituir a los relés y contactores electromecánicos en el control y accionamiento de dispositivos de potencia por relés estáticos a base de semiconductores, convertir la corriente continua en alterna, etcétera.

Objetivos

- Analizar la tipología y las características funcionales de los tiristores.
- Describir las curvas características más representativas de los tiristores, explicando la relación existente entre las magnitudes fundamentales que los caracterizan.
- Interpretar los parámetros fundamentales que aparecen en las hojas técnicas de los fabricantes de tiristores.
- Aplicar los tiristores a circuitos de control de potencia.
- Describir el proceso de modulación PWM.

14.1. Tiristores

Los tiristores trabajan en forma de conmutación; es decir, poseen dos estados de funcionamiento: conducen o no conducen. De esta forma es posible controlar grandes corrientes eléctricas sin que el semiconductor se caliente excesivamente. Como ejemplo de tiristores tenemos el rectificador controlador de silicio (SCR) y el triac. El SCR es similar a un diodo rectificador, pero al que se le ha añadido un tercer terminal de puerta con el que se consigue iniciar la conducción del mismo [Figura 14.1(a)]. El triac también posee un tercer terminal de puerta, pero está preparado para conducir en ambos sentidos, a diferencia del SCR que conduce en uno solo, por lo que es capaz de controlar los dos semiciclos de la C.A. [Figura 14.1(b)].

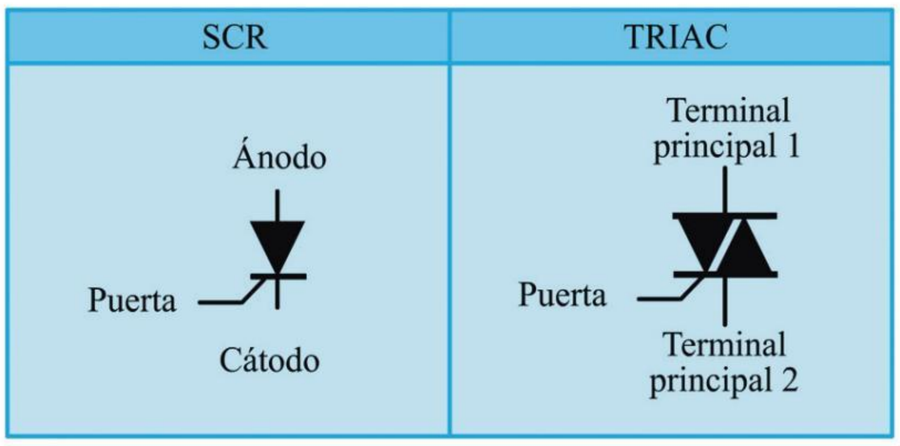


Figura 14.1. Representación esquemática de tiristores. (a) El SCR. (b) El triac.

Los tiristores son unos componentes semiconductores que poseen tres uniones, a diferencia de las dos con las que se construyen los transistores comunes. Estudiaremos primero el diodo PNPN de cuatro capas, y posteriormente pasaremos al estudio concreto del tiristor o rectificador controlado de silicio (SCR).

A partir de este elemento, aparecen otros con algunas variantes, como son los diac, triac y UJT.

14.2. El rectificador controlado de silicio (SCR)

Este elemento constituye uno de los dispositivos electrónicos más adecuados para sustituir al relé electromagnético. Su funcionamiento es muy rápido, seguro y, al no poseer contactos móviles, de gran duración.

Para entender mejor el funcionamiento de este dispositivo, vamos a ocuparnos primero de analizar un circuito denominado candado, o cerrojo, formado por dos transistores bipolares y que actúa de una forma similar al SCR. En la Figura 14.2, se muestra dicho circuito.

En este circuito, existen dos transistores, uno PNP y otro NPN. El emisor de T_1 se conecta directamente con la base de T_2 y, a su vez, el colector de T_2 está conectado con la base de T_1. Este conjunto forma un elemento de memoria, que actúa de la siguiente forma:

Si aplicamos una tensión positiva al terminal libre de la base del transistor T_2, este entra en conducción, lo que hace que la corriente de su colector aumente y ponga en conducción al transistor T_1. Esto provoca, a su vez, la aparición de corriente en el emisor de T_1, que por estar conectado a la base de T_2, hace que T_2 conduzca más, por tanto, también lo hará T_1. Este aumento alternativo de las corrientes en ambos transistores continúa hasta que estos se saturan. Si en estas condiciones retiramos la tensión de polarización de la base de T_2, los transistores no cambiarán de estado de conducción, ya que existe un ciclo continuo de realimentación de corriente. En este momento se dice que el candado está cerrado. Por esta razón, para cerrar un candado es suficiente con aplicar al terminal de la base de T_2 un pequeño impulso de corriente de polarización directa, tal como se muestra en la Figura 14.3.

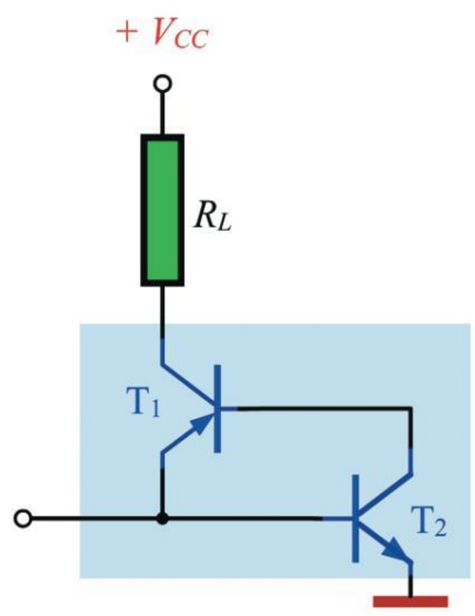


Figura 14.2. Candado a base de dos transistores.

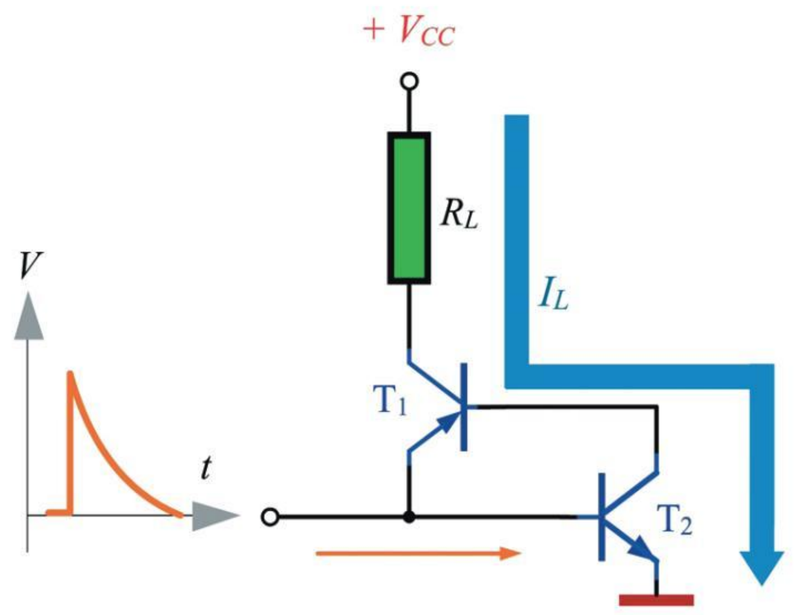


Figura 14.3. El candado se cierra con un impulso de polarización directa.

Otra forma de cerrar el candado formado por T_1 y T_2 es aplicando una tensión de alimentación V_{CC} muy grande. Así se consigue forzar a los transistores a entrar en ruptura.

En el momento en que cualquiera de estos comience a conducir, aparecerá un ciclo continuo de realimentación que los pondrá en saturación. Es decir, se cerrará el candado y fluirá corriente por la resistencia de carga.

© Ediciones Paraninfo

Para abrir el candado, es suficiente con interrumpir el circuito de alimentación; de esta manera se elimina la corriente de regeneración y los transistores, en un proceso continuo de disminución de corriente de polarización, entran en corte.

Otra forma de producir la apertura del candado es aplicando una tensión de polarización negativa a la base de T_2 en forma de impulso de corta duración.

En resumen, el candado posee dos estados fundamentales de funcionamiento, uno es en corte y otro en saturación. En otras palabras, como interruptor abierto o como interruptor cerrado.

El circuito candado formado por los transistores T_1 y T_2 (Figura 14.3) se puede integrar en un solo componente denominado diodo de cuatro capas, o rectificador controlado de silicio (SCR). En la Figura 14.4 se puede apreciar su composición y su símbolo.

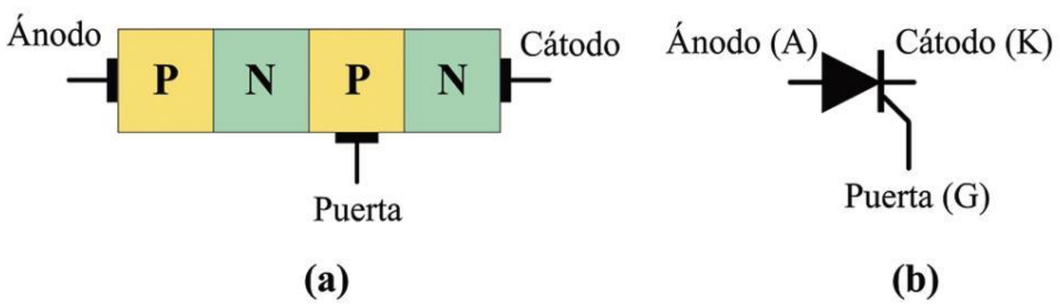


Figura 14.4. Rectificador controlado de silicio (SCR). (a) Composición. (b) Símbolo.

En la Figura 14.5 se muestra el aspecto físico de algunos SCR y la disposición de sus terminales.

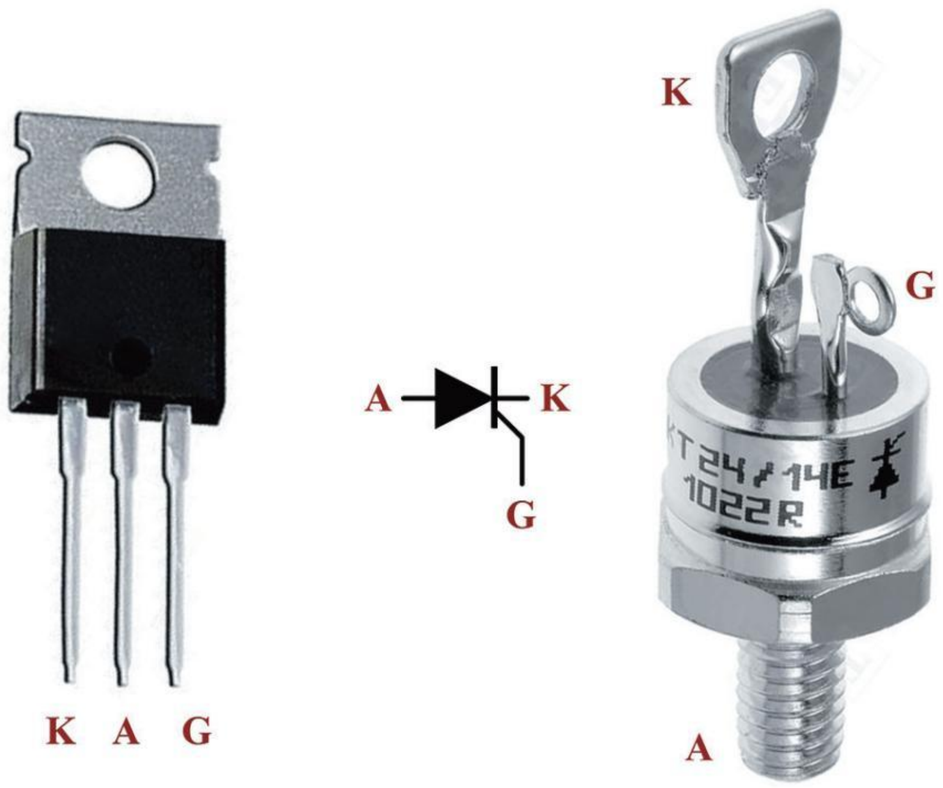


Figura 14.5. SCR.

Este dispositivo conduce únicamente en un sentido cuando se cumplen las condiciones de disparo que, como en el caso del candado, se darán cuando se excite positivamente la puerta o cuando se supere la tensión de ruptura del mismo. En las hojas de especificaciones técnicas de los SCR se facilitan los valores de tensión y corriente de disparo. Así, por ejemplo, el tiristor 2N689A posee una tensión de disparo de ruptura directa (V_{BO}) de unos 500 V.

Por lo general, los SCR no están preparados para ser activados por tensión de ruptura; por esta razón, estos casi siempre se diseñan para cerrarse por disparo de puerta.

14.2.1. Curvas características del SCR

En la Figura 14.6 se muestra la curva característica de tensión-corriente directa de un SCR.

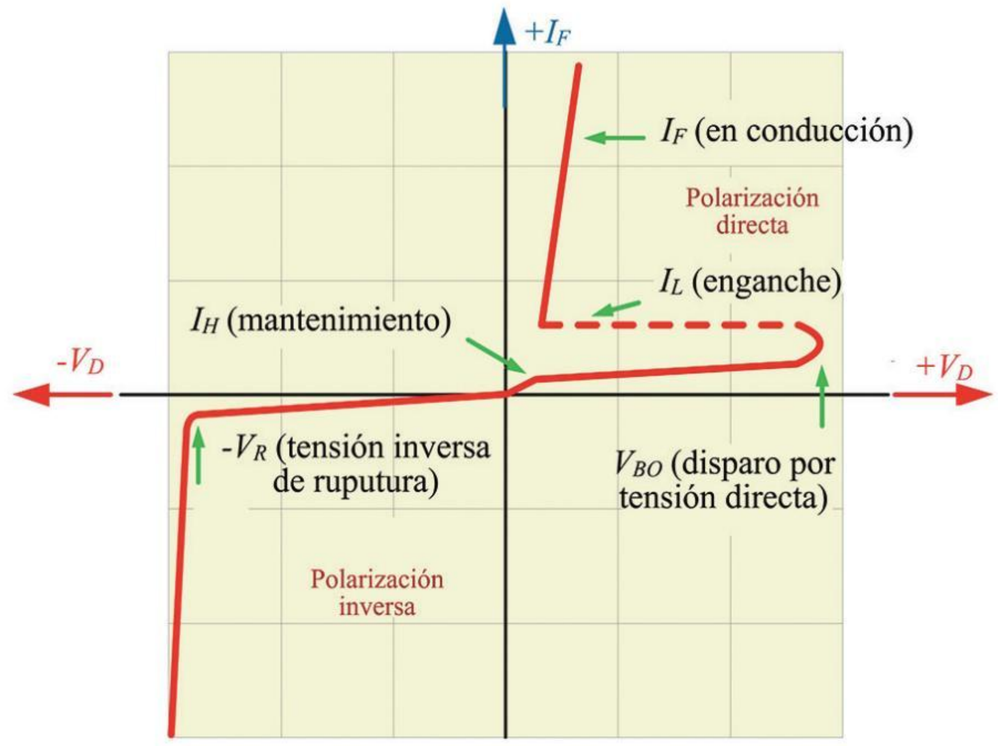


Figura 14.6. Curva característica del SCR.

En esta curva no se ha tenido en cuenta la corriente de polarización de puerta (se ha trazado para $I_G = 0$). En ella, se puede observar que, para que el SCR entre en conducción, es necesario aplicar una tensión directa (V_{BO}) bastante elevada entre el ánodo y el cátodo.

Una vez disparado el SCR, este se pone en conducción y aumenta su corriente directa, comportándose como un interruptor cerrado. Por lo general, las corrientes directas que son capaces de conducir los SCR pueden llegar hasta algunos miles de amperios, lo que los hace ideales para aplicaciones de tipo industrial (control de potencia de elementos de calefacción, iluminación, motores eléctricos, etc.). Así, por ejemplo, el SCR 2N689A es capaz de conducir una corriente (I_F) de 25 A con una pequeña corriente de disparo (I_G) de 40 mA; o el CR100AL, que es capaz de manejar una corriente (I_F) de 100 A con una corriente de disparo (I_G) de 100 mA.

Es importante observar en las curvas que, para que el SCR permanezca en el estado de conducción, es necesario que por él circule una corriente mínima de mantenimiento (I_H). Para el 2N689, esta corriente es de 50 mA. En la región de polarización inversa el SCR se comporta como un diodo normal.

En las curvas de la Figura 14.7, se le ha aplicado al SCR una corriente I_G por la puerta, suficiente para que este entre en conducción. Observa cómo en estas condiciones

© Ediciones Paraninfo

de funcionamiento el SCR consigue comenzar a conducir con una tensión de disparo V_{BO} muy pequeña.

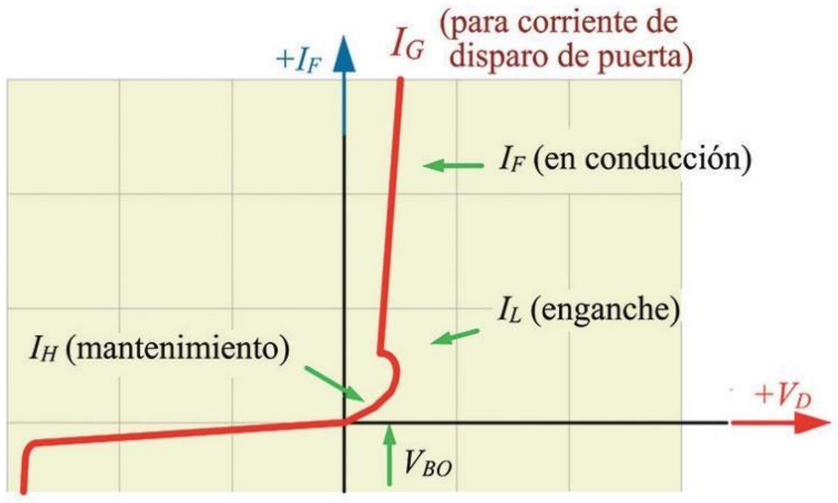


Figura 14.7. Disparo del SCR por corriente de puerta (I_G).

En resumen, la forma habitual de disparar un SCR es aplicando a la puerta un pulso. Para desactivar el SCR bastará con reducir la corriente directa de este hasta un valor inferior a la de mantenimiento.

A modo de ejemplo, en la Figura 14.8 se muestra un recorte de la hoja de características del rectificador controlado de silicio BT151-500R, junto a la interpretación de las especificaciones más relevantes.

Observa cómo este SCR se puede utilizar para tensión de hasta 500 V y corrientes de 7,5 A. Se puede disparar con una corriente de puerta de entre 2 y 15 mA y una tensión de puerta de entre 0,6 y 1,5 V. La corriente mínima de mantenimiento para que el SCR permanezca en conducción está entre 7 y 20 mA.

14.2.2. Aplicaciones del SCR

La mayor parte de los SCR son componentes capaces de manejar grandes corrientes, desde un amperio hasta algunos miles de amperios. Por esta razón, se emplea fundamentalmente en aplicaciones donde sea necesario controlar grandes cantidades de energía, como el control de potencia en motores, calefactores, etcétera.

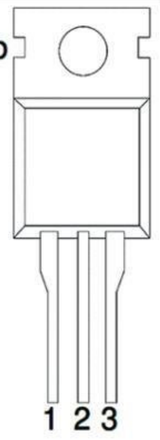
Thyristors BT151-500R

GENERAL DESCRIPTION

Passivated thyristors in a plastic envelope, intended for use in applications requiring high bidirectional blocking voltage capability and high thermal cycling performance. Typical applications include motor control, industrial and domestic lighting, heating and static switching.

TO220AB

PIN	
1	cathode
2	anode
3	gate
tab	anode



LIMITING VALUES

SYMBOL	PARAMETER	MAX.	UNIT	
V_{DRM}, V_{RRM}	Repetitive peak off-state voltages	500	V	Tensión directa máxima
$I_{T(AV)}$	Average on-state current	7.5	A	Corriente máxima directa
I_{GM}	Peak gate current	2	A	Corriente máxima en la puerta
V_{GM}	Peak gate voltage	5	V	Tensión máxima en la puerta
P_{GM}	Peak gate power	5	W	Potencia máxima en la puerta
T_{stg}	Storage temperature	150	°C	
T_j	Operating junction temperature	125	°C	

STATIC CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	TYP.	MAX.	UNIT	
I_{GT}	Gate trigger current	2	15	mA	Corriente de disparo de puerta
I_L	Latching current	10	40	mA	Corriente de enganche
I_H	Holding current	7	20	mA	Corriente de mantenimiento
V_{GT}	Gate trigger voltage	0.6	1.5	V	Tensión de disparo de puerta

Figura 14.8. Hoja de características del SCR BT151-500R.

© Ediciones Paraninfo

14.2.3. Control de potencia en C.C. con un SCR

En la Figura 14.9, se muestra el circuito de control de potencia de una carga (como ejemplo, hemos conectado como carga la resistencia calefactora de 10 Ω correspondiente a una estufa eléctrica).

En el circuito de la Figura 14.9(a), podemos hacer que el SCR entre en conducción, aplicando un pequeño impulso, de unos 2 V, a su puerta. Mediante este pequeño impulso podemos controlar la gran corriente que fluye por el SCR hacia la carga, que será aproximadamente de unos: $I = V/R =$ $= 200/10 = 20$ A (para hacer este cálculo no se ha tenido en cuenta la pequeña caída de tensión que se produce entre el ánodo y cátodo del SCR, ya que esta es del orden de 1 V). Por supuesto, las características nominales del SCR deberán ser tales que soporten la intensidad de la carga sin sufrir daños.

Una vez disparado el SCR, este continúa conduciendo, aunque el impulso de puerta desaparezca, tal como se muestra en los gráficos de la Figura 14.9(b). Para provocar la desconexión del SCR es necesario disminuir la corriente de carga a un valor inferior al de mantenimiento. Esto se consigue accionando el pulsador P durante un corto periodo de tiempo (este tiempo puede llegar a ser menor a 50 μs).

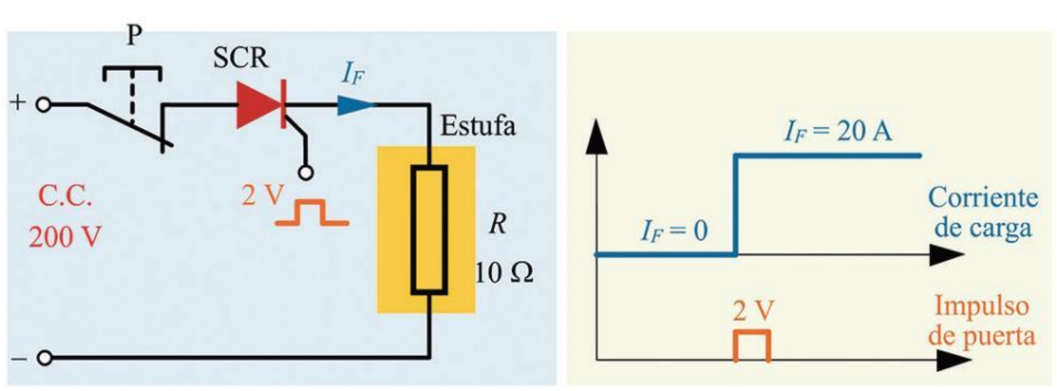


Figura 14.9. Circuito de control de una estufa mediante SCR. (a) Esquema eléctrico. (b) Impulso de disparo del SCR.

14.2.4. Control de potencia en C.A. con un SCR

Seguidamente, vamos a mostrar un ejemplo de aplicación del SCR como elemento de control de potencia de una lámpara de C.A. En la Figura 14.10 aparece un circuito de este tipo.

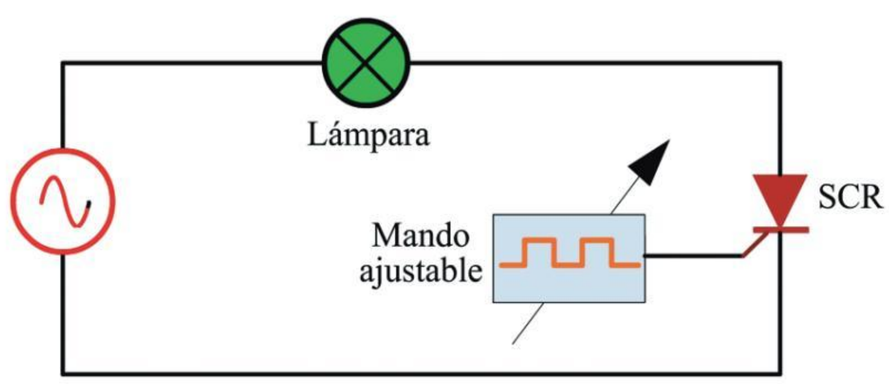


Figura 14.10. Control de potencia de una carga de C.A. mediante SCR.

El SCR conduce únicamente cuando se le aplica un impulso de corriente de polarización en su terminal de puerta y se desactiva automáticamente cuando la corriente pasa por cero. Para poder controlar el tiempo de disparo del SCR, hay que accionar el mando ajustable del generador de impulsos que activa la puerta.

En el caso de que el SCR se dispare al comenzar el ciclo positivo, este conducirá durante dicho semiciclo hasta que la corriente sea inferior a la de mantenimiento del tiristor; es decir, aproximadamente hasta que esta se haga cero, tal como se muestra en la Figura 14.11(a). En este caso el SCR está activado durante el tiempo t_1 y, por tanto, se comporta como un rectificador de media onda. La potencia que se transfiere a la lámpara es la máxima y esta luce con toda su intensidad.

En la Figura 14.11(b) el SCR es disparado después de comenzado el ciclo, por lo que la corriente circula por la lámpara tan solo durante el tiempo t_2. En este caso la lámpara baja su intensidad luminosa.

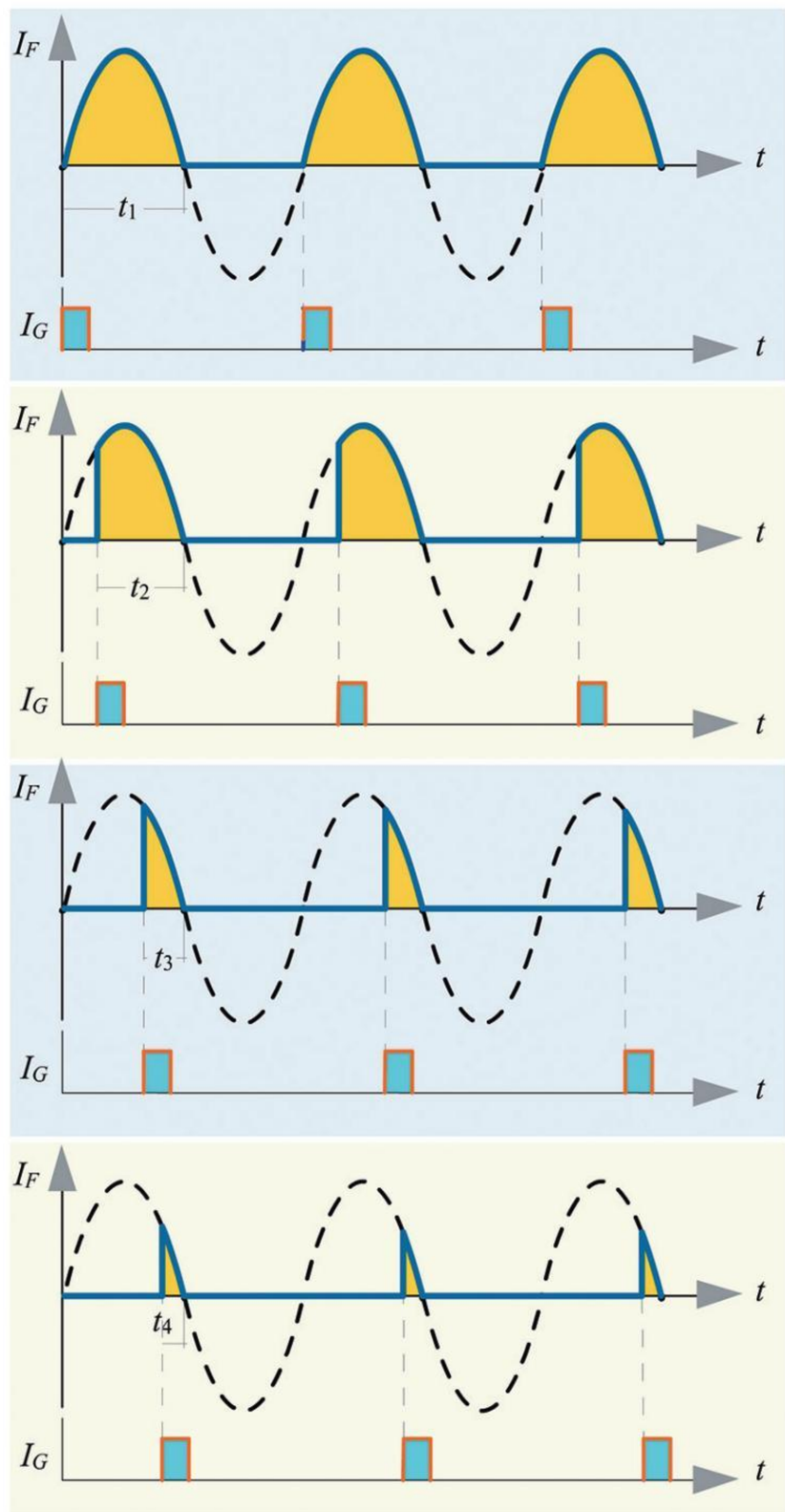


Figura 14.11. Impulsos de disparo y tiempos de conducción del SCR.

© Ediciones Paraninfo

En las Figuras 14.11(c) y (d), se ha reducido drásticamente el tiempo de conducción del SCR, por lo que la potencia que se entrega a la lámpara es mínima. De esta forma, con una pequeña corriente de control de los impulsos de disparo del SCR, podemos controlar grandes cantidades de potencia de la carga.

Al circuito de control de luminosidad de una lámpara eléctrica mediante tiristores, como el de la Figura 14.10, se le conoce por el nombre de ***dimmer.*** En la Figura 14.12 se muestra un *dimmer* comercial controlando la potencia de una lámpara.

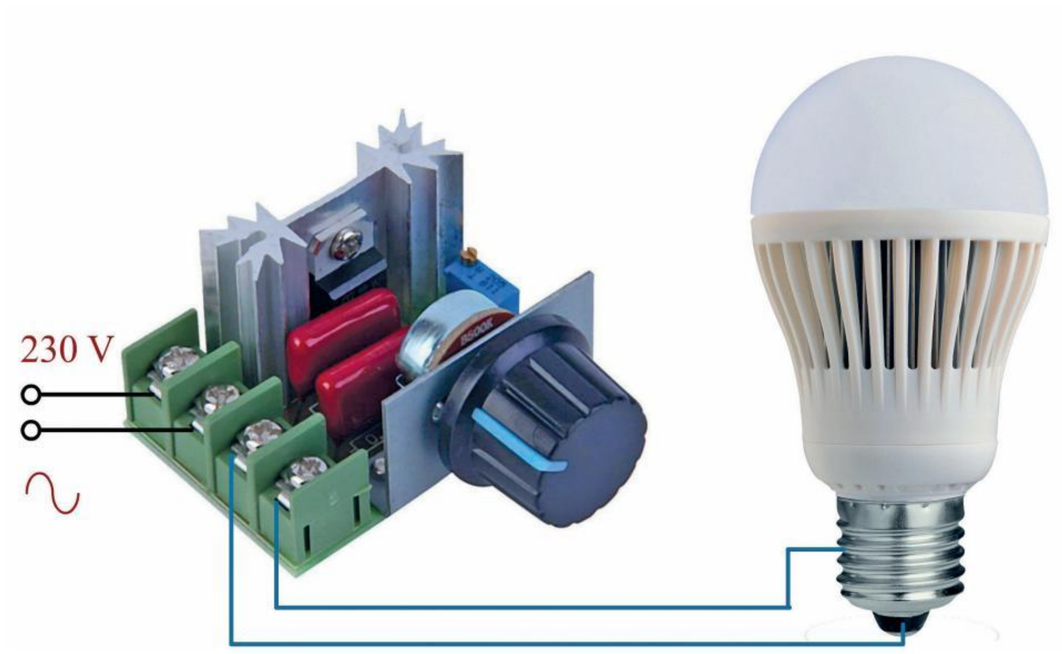


Figura 14.12. *Dimmer.*

El circuito utilizado para la construcción del *dimmer* podría ser el que se muestra en la Figura 14.13. El SCR controla el ángulo α de disparo de la tensión que llega a la lámpara solamente durante los semiciclos positivos de la C.A. aplicada (véase la variación de conducción del *dimmer* en la Figura 14.14).

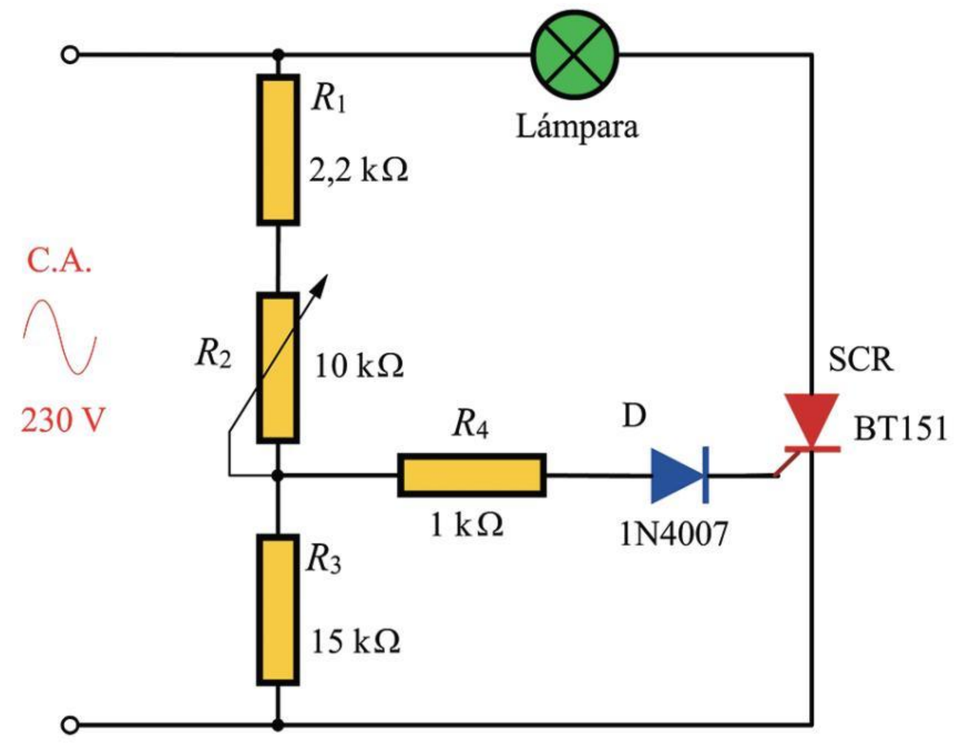


Figura 14.13. Circuito de control de una lámpara con SCR.

Para el circuito de control de disparo del tiristor, se ha utilizado una red de resistencias y un diodo D que solo permite corrientes en la puerta durante los semiciclos positivos. Al variar la resistencia del potenciómetro R_2 se consigue modificar el punto del semiciclo donde el tiristor comienza a conducir (más o menos ángulo α de disparo). Cuanta más resistencias ajustemos en el potenciómetro, mayor tendrá que ser la tensión del semiciclo, que consiga una corriente de puerta (I_G) suficiente para disparar el tiristor, y por tanto se aumentará el ángulo α en el que comienza a conducir [Figura 14.14(b)], haciendo que la lámpara luzca con menos intensidad. Si reducimos el valor óhmico del potenciómetro, la tensión aplicada a la puerta se hará mayor en cada semiciclo, por lo que el SCR iniciará antes su conducción (ángulo α más pequeño) [Figura 14.14(a)], haciendo que la lámpara luzca con más intensidad.

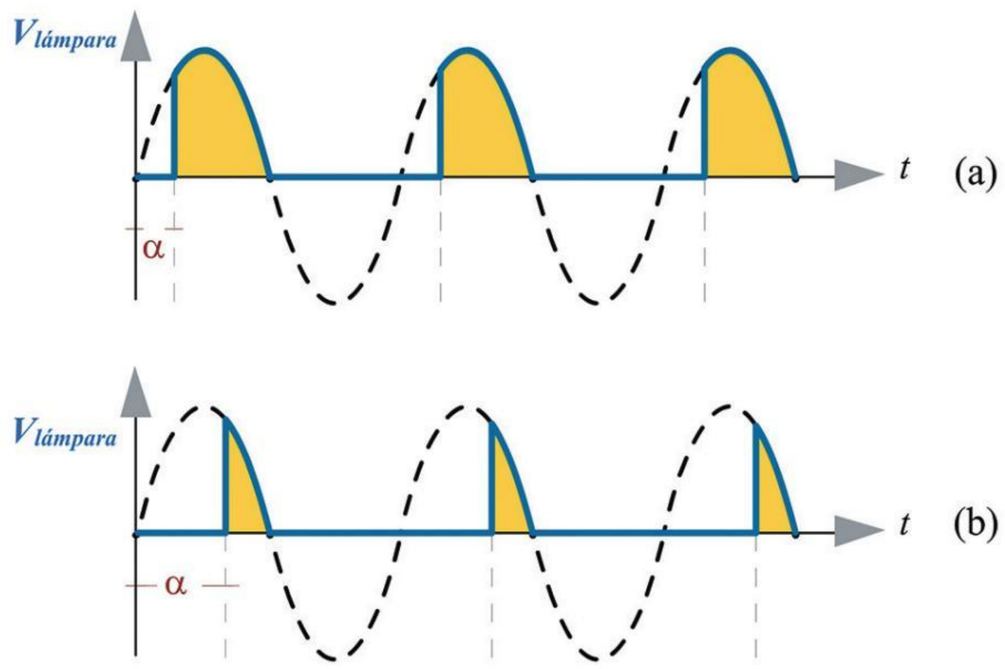


Figura 14.14. Variación del ángulo de conducción.

Para conseguir un mayor control sobre los ángulos de conducción de los tiristores se recurre al uso de redes RC y de un nuevo componente, el diac.

14.3. El diac

A diferencia del SCR, que únicamente admitía el paso de la corriente en un sentido, el diac permite que esta fluya en ambos sentidos. Este dispositivo solo posee dos terminales. En la Figura 14.15 se puede observar su aspecto físico y su símbolo.

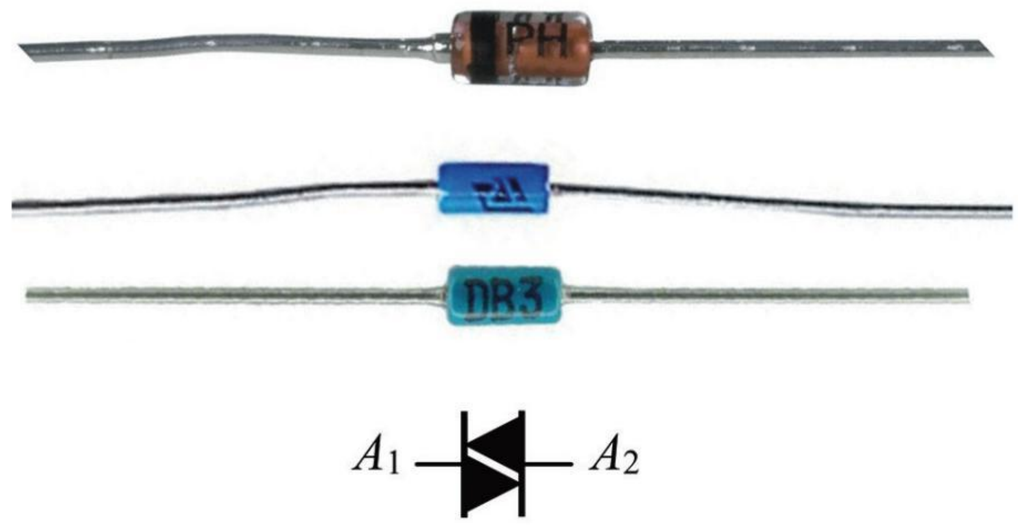


Figura 14.15. Aspecto y símbolo del diac.

La aplicación fundamental de este dispositivo es la de producir los impulsos de disparo para los SCR y triacs.

Un diac está constituido por dos diodos de cuatro capas conectados en paralelo y en oposición, a los que se les ha

© Ediciones Paraninfo

desprovisto del terminal de puerta. En la Figura 14.16, se muestra su constitución y su símbolo.

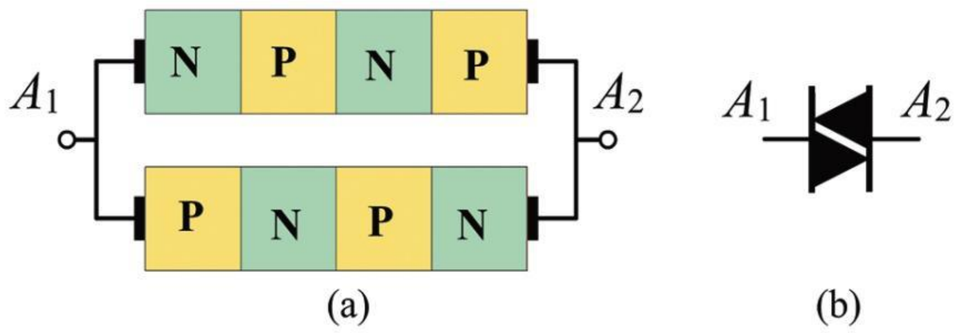


Figura 14.16. Diac. (a) Composición. (b) Representación esquemática.

El resultado obtenido son dos candados conectados en derivación. Dado que no existe terminal de puerta, la única forma de que exista conducción en cualquiera de los dos diodos es aplicando una tensión directa superior al de ruptura de la unión polarizada.

Así, por ejemplo, si se aplica a los terminales de un diac una tensión con la polaridad que se muestra en la Figura 14.17(a), el diodo inferior se disparará y la corriente fluirá por el mismo en el sentido indicado. En el caso de que la tensión aplicada sea opuesta a la primera, tal como se indica en la Figura 14.17(b), el diodo se quedará polarizado y será el superior, y por tanto, la corriente fluirá por el mismo en sentido contrario al anterior.

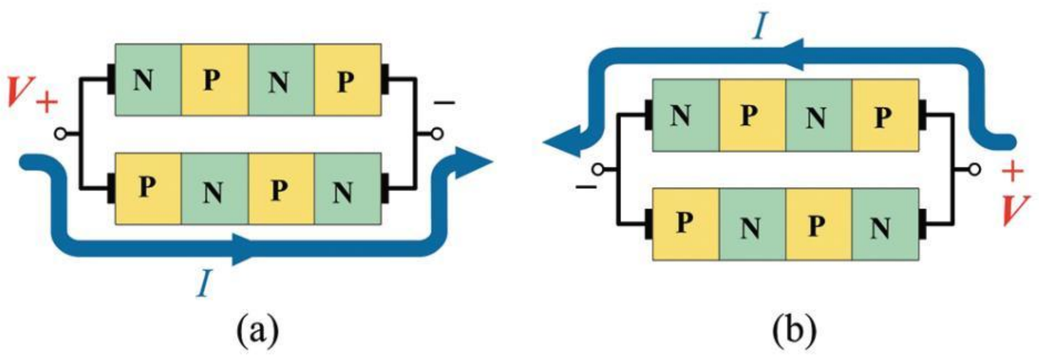


Figura 14.17. Conducción del diac.

La forma como debe de conducir un diac, una vez disparado, es reduciendo la corriente directa a un valor inferior al de mantenimiento.

En la Figura 14.18, se puede apreciar la curva característica de un diac:

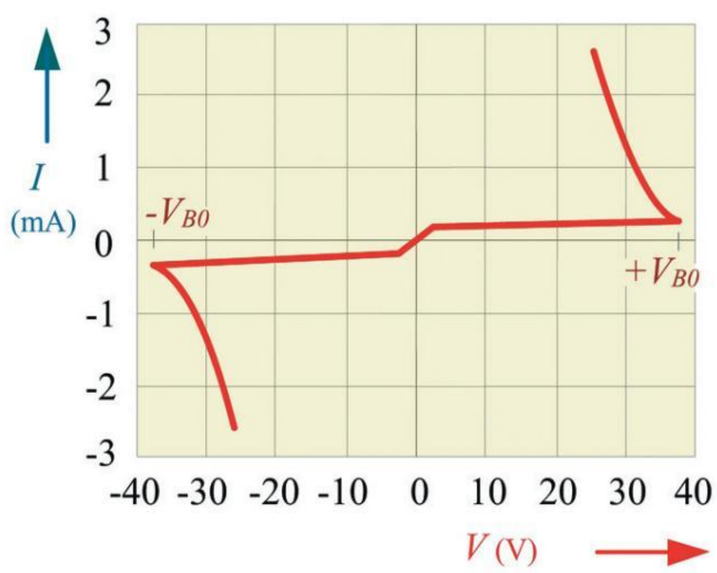


Figura 14.18. Curva característica del diac.

Aquí se puede comprobar que, hasta que no se supere la tensión de ruptura V_{B0}, el diac no entra en conducción y además esta puede ser positiva ($+V_{B0}$) o negativa ($-V_{B0}$).

> Si aplicamos un C.A. a un diac, este conduce en ambos sentidos cuando la tensión supere a la de ruptura.

La tensión de disparo del diac suele ser bastante inferior a la del SCR, siendo su valor más frecuente en torno a 30 V.

14.3.1. SCR controlado por diac

En la Figura 14.19, se muestra una de las aplicaciones que se puede hacer del diac. Se trata de controlar la potencia de una lámpara mediante un SCR y un diac. Para ello alimentamos al circuito con una C.A. senoidal y, mediante el potenciómetro R_2, regulamos el tiempo de disparo del SCR gracias al circuito formado por el condensador C y el diac.

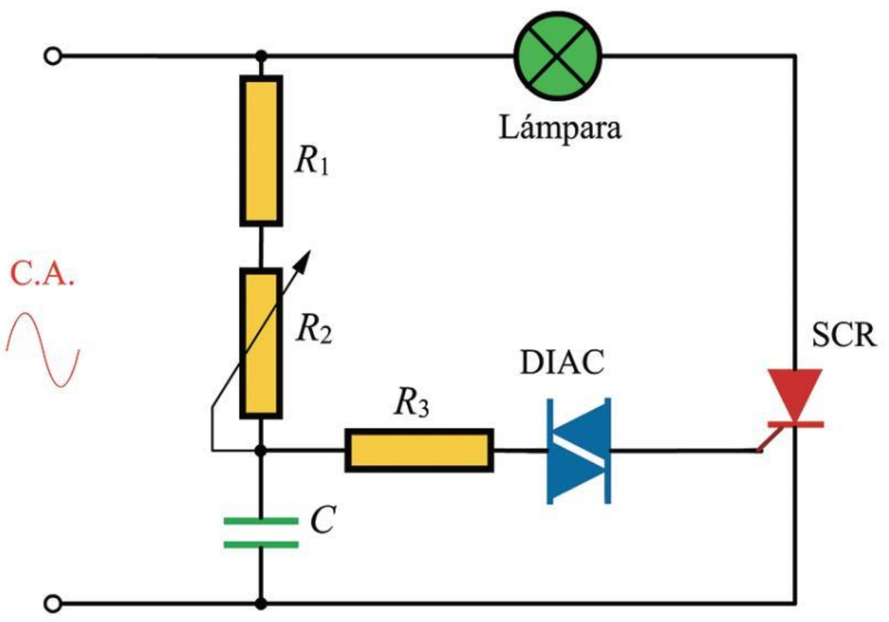


Figura 14.19. Control de potencia de una carga de C.A. mediante SCR controlado por diac.

Al disminuir el valor óhmico de R_2, se consigue que el tiempo de carga del condensador C sea menor. Al alcanzarse la tensión de ruptura del diac, este entra en conducción y descarga el condensador hacia la puerta del SCR, provocando el disparo del mismo. De esta forma, variando el valor del potenciómetro R_2 podemos conseguir variar el periodo de conducción del SCR y con él la potencia de la lámpara. En este circuito el SCR solo conduce durante el semiciclo negativo, permaneciendo bloqueado durante el semiciclo positivo. Para conseguir que este circuito alimente al receptor durante los dos semiciclos, será necesario el empleo de un nuevo componente: el triac.

Recuerda

Los tiristores trabajan en forma de conmutación y pueden manejar grandes intensidades de corriente. El SCR conduce en un solo sentido, y se activa mediante la aplicación de un pulso de tensión positiva en su terminal de puerta, que puede ser proporcionado por un diac.

© Ediciones Paraninfo

14.4. El triac

El triac es un elemento que, al igual que el diac, admite el paso de la corriente en ambas direcciones. Este dispositivo posee tres terminales y se comporta como dos SCR invertidos en paralelo.

Al igual que el diac, el triac se forma al conectar en paralelo dos diodos de cuatro capas en oposición, con la diferencia de que ahora se conserva el terminal común de puerta. En la Figura 14.20(a), se puede ver su constitución y en la Figura 14.20(b), su símbolo.

> El funcionamiento de este dispositivo es básicamente como el del diac, con la gran diferencia de que ahora se le puede disparar mediante impulsos aplicados al terminal de puerta. Por esta razón, la tensión de ruptura de un triac suele ser bastante elevada.

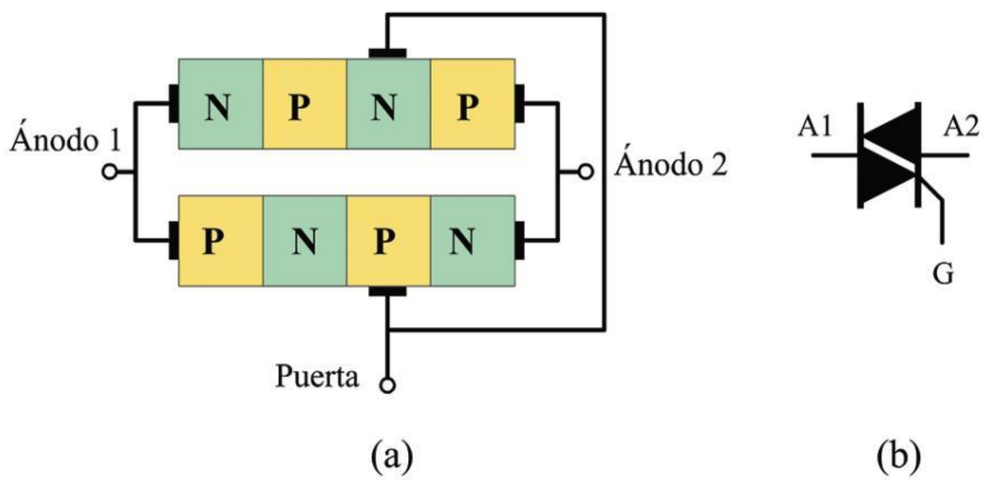


Figura 14.20. Triac. (a) Constitución. (b) Representación esquemática.

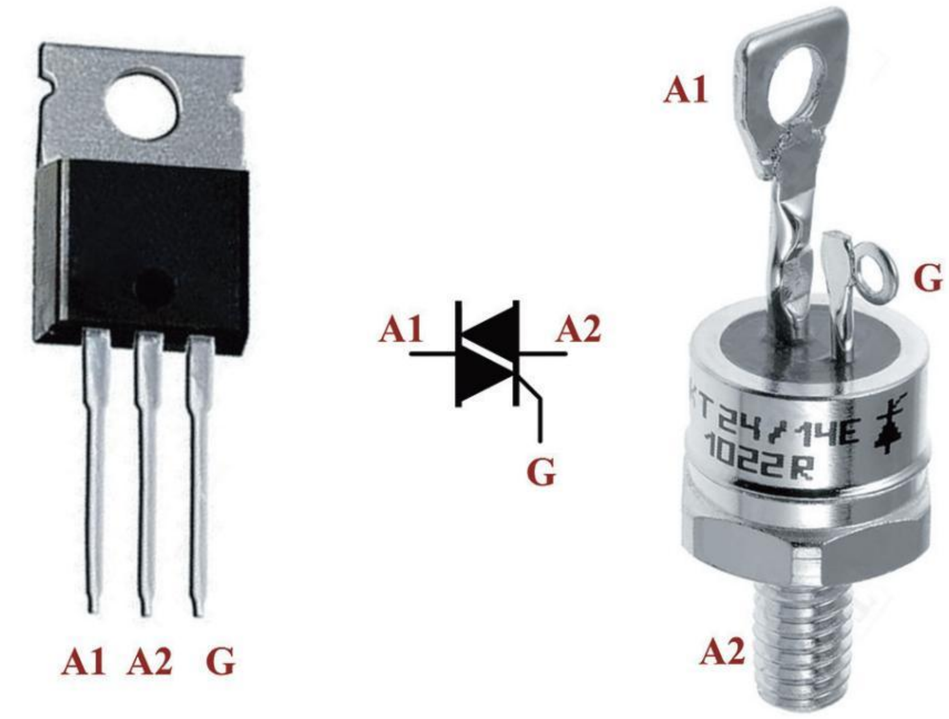


Figura 14.21. Aspecto físico y disposición de terminales del triac.

Según la polaridad de la tensión aplicada a los terminales del triac, así será la polaridad del impulso aplicado al terminal de puerta para que este se dispare. De esta forma, un triac funcionaría como un SCR pero con la particularidad de poder conducir en dos sentidos. Veamos un ejemplo que aclare lo expuesto.

Si aplicamos una tensión de la polaridad indicada en la Figura 14.22(a), será necesario aplicar un pulso positivo a la compuerta. Así, conseguimos disparar el candado inferior, siendo el sentido de la corriente el que se indica en la figura. Por el contrario, si la tensión aplicada al triac es opuesta a la anterior [Figura 14.22(b)], habrá que aplicar un impulso negativo a la compuerta para hacerle disparar. En este caso, el sentido de la corriente será opuesto al anterior.

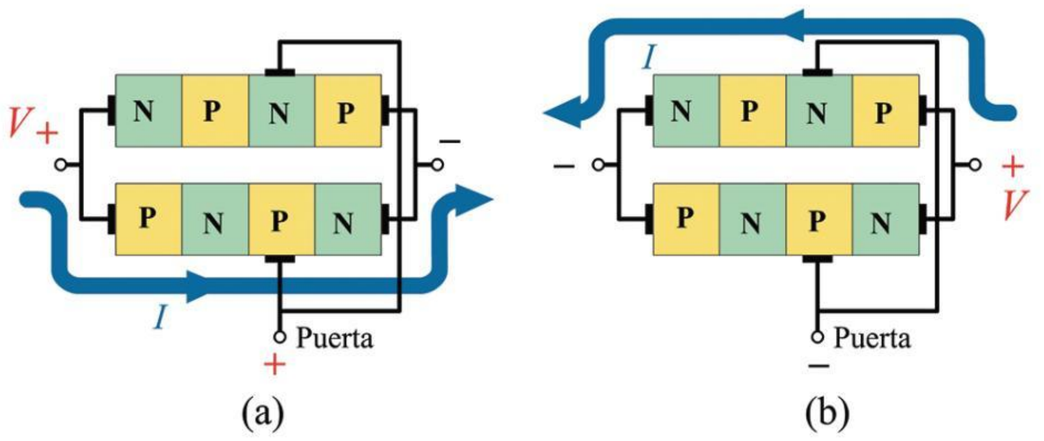


Figura 14.22. Conducción del triac.

En la Figura 14.23 se muestra la curva característica del triac.

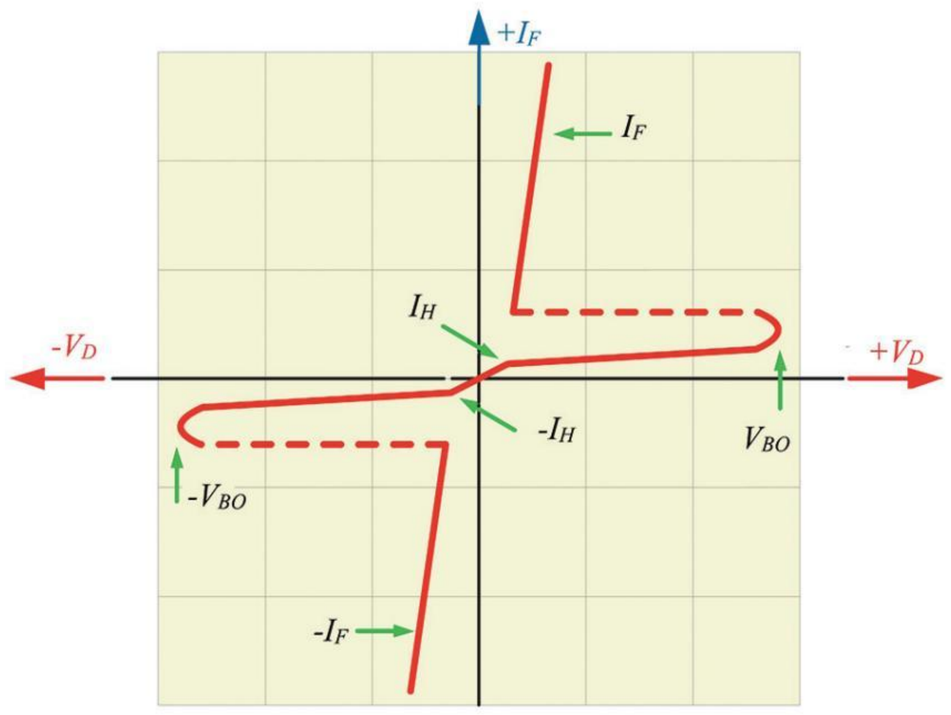


Figura 14.23. Curva característica del triac.

La aplicación fundamental de los triacs está en el control y la regulación de potencia en C.A.

En el circuito de la Figura 14.24 se muestra un sencillo ejemplo de aplicación de cómo se puede controlar la iluminación de una lámpara incandescente de gran potencia en C.A. Para ello, nos valemos de un triac, un diodo, una resistencia y un conmutador de tres posiciones. Cuando el conmutador S se sitúa en la posición 1, la lámpara permanece apagada, ya que la puerta del triac no ha sido activada. Para la posición 2 del conmutador, el terminal de puerta del triac recibe corriente a través del diodo, pero solo en los semiciclos positivos, lo que provocará que el triac únicamente conduzca durante este periodo, dando como resultado una disminución de la potencia transferida a la lámpara. En la posición 3 del conmutador, a la puerta se le suministra corriente en los dos semiciclos, lo que provoca la conducción del triac tanto en los semiciclos positivos como en los negativos; en este caso la lámpara trabaja a plena potencia, suministrando una luminosidad máxima.

© Ediciones Paraninfo

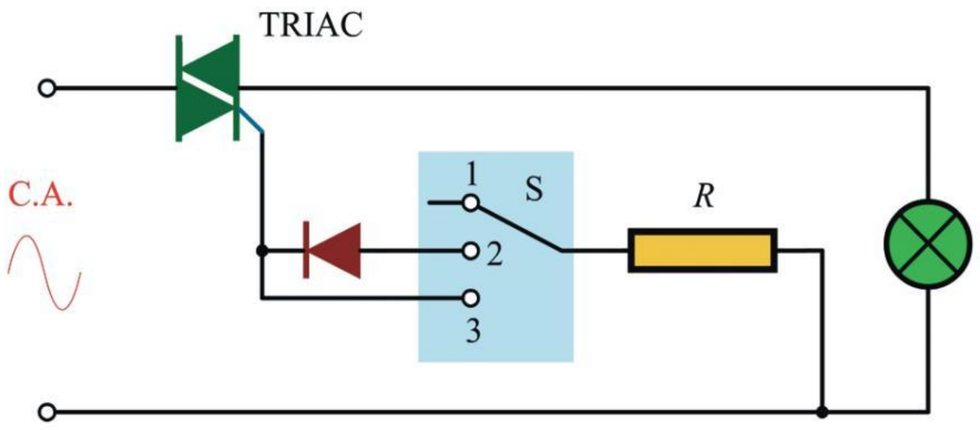


Figura 14.24. Circuito de control de potencia de una lámpara de C.A. mediante triac controlado por diac.

La misión de la resistencia *R* conectada en serie con el circuito de puerta es la de limitar la tensión y corriente de puerta a unos valores adecuados para su correcto funcionamiento.

Al igual que un diac puede utilizarse como elemento para controlar el disparo del SCR, es posible también hacerlo para controlar a un triac. En la Figura 14.25 se muestra el circuito de control de potencia de una lámpara en C.A. Regulando el valor de la resistencia variable R_2 conseguimos controlar el tiempo de carga del condensador *C*. Una vez alcanzada la tensión de ruptura del diac, el triac se dispara y conduce. El diac puede disparar el triac tanto en el semiciclo positivo como en el negativo, con lo que se puede controlar la corriente por el triac en todo el ciclo completo. El resultado es que es posible controlar la potencia de la carga en un margen mucho más amplio que con el obtenido por el SCR.

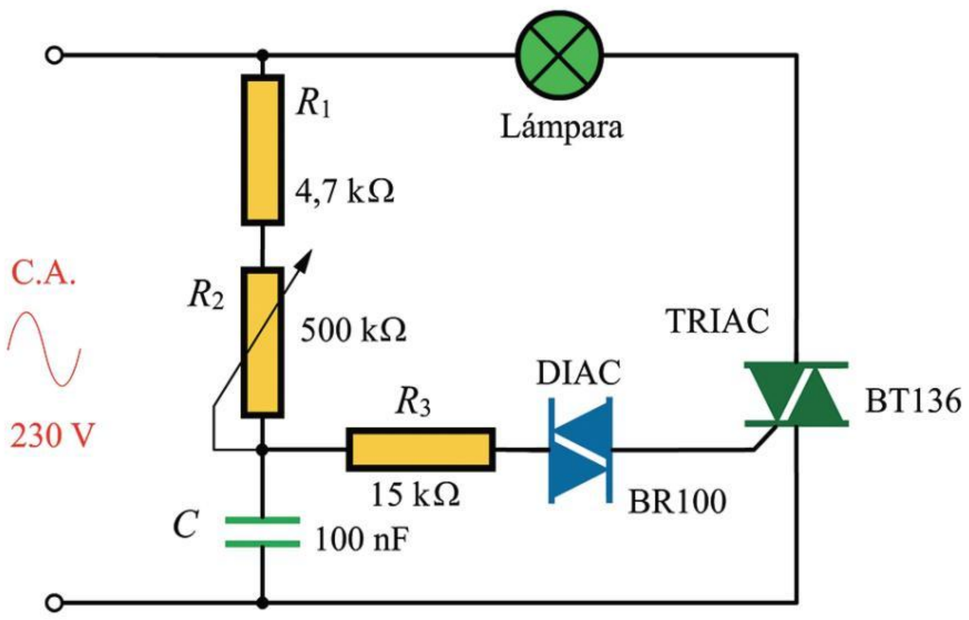


Figura 14.25. Circuito de control de potencia de una lámpara de C.A. mediante triac controlado por diac.

En la Figura 14.26 se puede observar cómo ahora el triac conduce tanto en los semiciclos positivos como en los negativos. En la Figura 14.26(a) el ángulo de disparo del triac es pequeño, por lo que las lámparas lucen con más intensidad. En la Figura 14.26(b) se ha aumentado el ángulo α de disparo, y el triac conduce durante menos tiempo, haciendo que la lámpara luzca con menos intensidad. A este efecto, se puede comprobar cómo este circuito de control sería más efectivo para la construcción de un *dimmer* que el utilizado con un SCR.

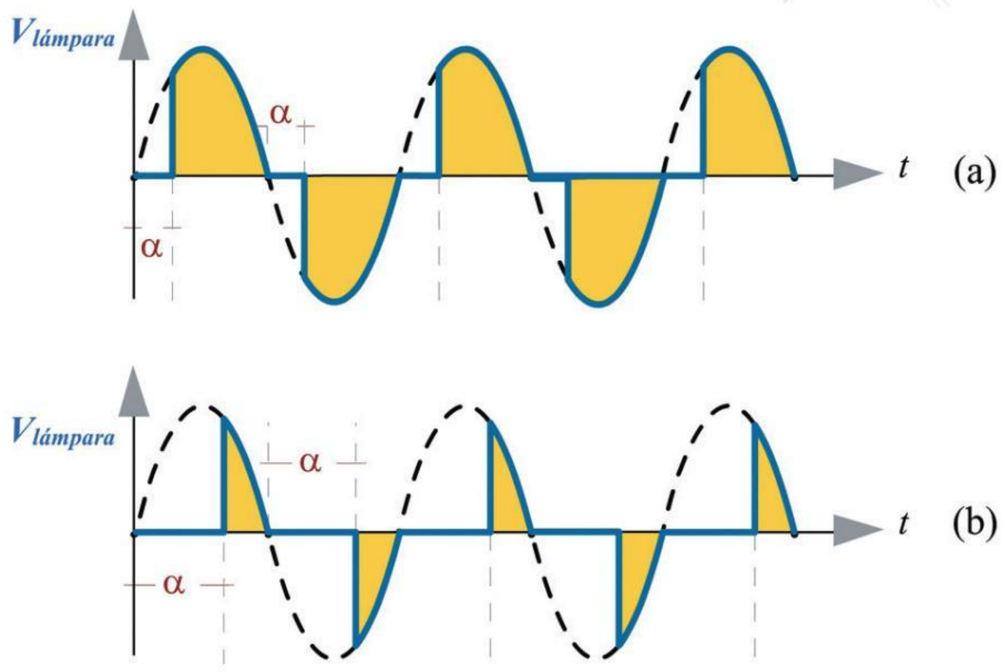


Figura 14.26. Variación del ángulo de conducción de un triac.

14.5. El transistor de unijuntura (UJT)

Este dispositivo se utiliza, fundamentalmente, como generador de pulsos de disparo para SCR y triacs.

El UJT es un componente que posee tres terminales: dos bases y un emisor, tal como se muestra en la Figura 14.27.

En la Figura 14.27(a), se puede apreciar la constitución de un UJT, que en realidad está compuesto solamente por dos cristales. Al cristal P se lo contamina con una gran cantidad de impurezas, presentando en su estructura un número elevado de huecos. Sin embargo, al cristal N se lo dopa con muy pocas impurezas, por lo que existen muy pocos electrones libres en su estructura. Esto hace que la resistencia entre las dos bases R_{BB} sea muy alta cuando el diodo del emisor no conduce. Para entender mejor cómo funciona este dispositivo, vamos a valernos del circuito equivalente de la Figura 14.28.

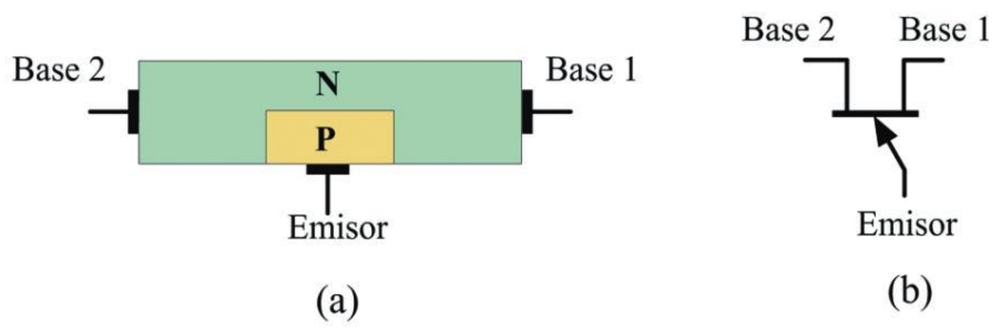


Figura 14.27. Transistor de unijuntura (UJT). (a) Constitución. (b) Representación esquemática.

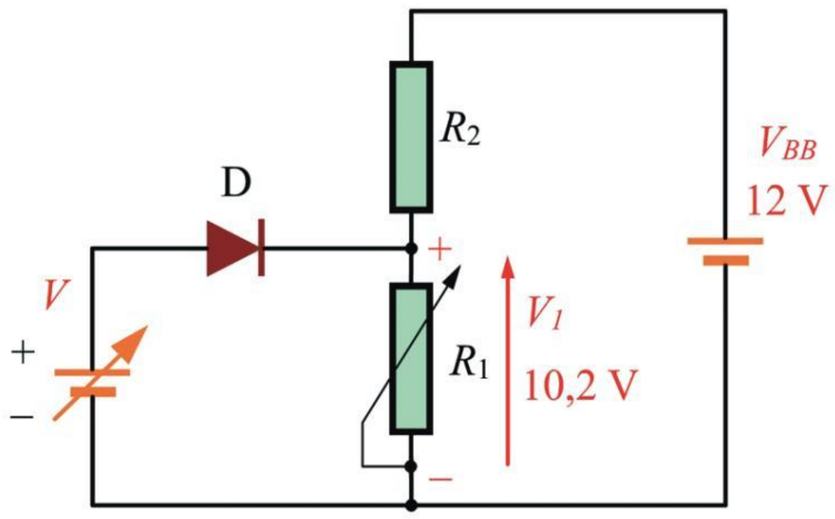


Figura 14.28. Circuito equivalente del UJT.

© Ediciones Paraninfo

R_1 y R_2 equivalen a la resistencia de los tramos de cristal N comprendidos entre los terminales de las bases. El diodo D equivale a la unión formada por los cristales P-N entre el terminal del emisor y el cristal N.

Mientras el diodo del emisor no entre en conducción, la resistencia entre bases es igual a:

$$R_{BB} = R_1 + R_2$$

Si en estas condiciones aplicamos una tensión de alimentación V_{BB} entre las dos bases, la tensión que aparece entre el emisor y la base 1 será la que corresponda en el circuito equivalente a R_1; es decir, en el divisor de tensión se cumplirá que:

$$V_1 = R_1 \cdot \frac{V_{BB}}{R_1 + R_2} = \frac{R_1}{R_{BB}} \cdot V_{BB}$$

Si llamamos:

$$\eta = \frac{R_1}{R_{BB}}$$

la ecuación queda:

$$V_1 = \eta V_{BB}$$

El término η representa la *relación intrínseca* existente entre las tensiones V_1 y V_{BB}.

Actividad resuelta 14.1

Un UJT posee una relación intrínseca característica igual a 0,85. Determina la tensión que aparecerá entre el terminal de emisor y la base 1 al aplicar 12 V entre bases (Figura 14.28)

Solución:

$$V_1 = \eta V_{BB} = 0{,}85 \cdot 12 = 10{,}2 \text{ V}$$

Al valor de V_1 se lo conoce como tensión intrínseca, y es aquella que hay que aplicar para que el diodo comience a conducir. En nuestro ejemplo, si aplicamos una tensión de 8 V al emisor, este no conducirá, ya que en el cátodo del diodo D existe un potencial positivo de 10,2 V, correspondientes a la tensión intrínseca, por lo que dicho diodo permanecerá polarizado inversamente. Sin embargo, si aplicamos una tensión superior a 10,9 V (los 10,2 V de V_1 más 0,7 V de la tensión de barrera del diodo D), el diodo comenzará a conducir, produciéndose el disparo o encendido del UJT.

En resumen, para conseguir que el UJT entre en estado de conducción, es necesario aplicar al emisor una tensión superior a la intrínseca.

Una vez que conseguimos que el diodo conduzca, por efecto de una tensión de polarización directa del emisor respecto a la base 1, los portadores mayoritarios del cristal P (huecos) inundan el tramo de cristal de tipo N comprendido entre el emisor y dicha base (recuérdese que el cristal P está fuertemente contaminado con impurezas y el N débilmente). Este efecto produce una disminución repentina de la resistencia R_1 y con ella una reducción de la caída de tensión en la base 1 respecto del emisor, lo que hace que la corriente de emisor aumente considerablemente.

Mientras la corriente de emisor sea superior a la de mantenimiento (I_V), el diodo permanecerá en conducción como si de un candado se tratase. Esta corriente se especifica normalmente en las hojas de características y suele ser del orden de 5 mA.

En la Figura 14.29 se muestra el aspecto de una de las curvas características de un UJT. V_P (punto Q_1) nos indica la tensión pico que hay que aplicar al emisor para provocar el estado de encendido del UJT (recordar que $V_P = V_1 + 0{,}7$).

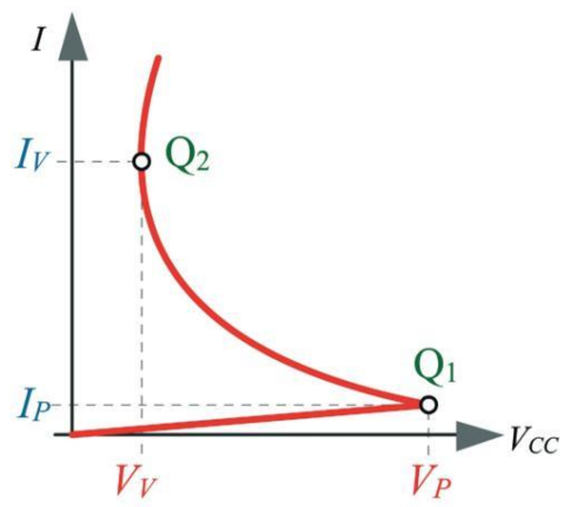


Figura 14.29. Curva característica del UJT.

Una vez superada esta tensión, la corriente del emisor aumenta (se hace mayor que I_P), provocándose el descebado del UJT cuando la corriente de mantenimiento es inferior a la de mantenimiento I_V (punto Q_2).

14.5.1. Aplicaciones del UJT

Una de las aplicaciones del UJT más común es como generador de pulsos en dientes de sierra. Estos pulsos resultan muy útiles para controlar el disparo de la puerta de triacs y SCR.

En la Figura 14.30 se muestra el esquema de uno de estos circuitos.

Su funcionamiento es como sigue: al aplicar una tensión V_{CC} al circuito serie R-C, formado por la resistencia variable R_S y el condensador C_S, este comienza a cargarse. Como este condensador está conectado al emisor, cuando se supere la tensión intrínseca, el UJT entrará en conducción. Debido a que el valor óhmico de la resistencia R_1 es muy pequeño, el condensador se descargará rápidamente, y en el terminal de B_1 aparecerá un impulso de tensión. Al

© Ediciones Paraninfo

disminuir la corriente de descarga del condensador sobre el emisor del UJT, por debajo de la de mantenimiento, este se desceba y comienza otro nuevo ciclo de carga y descarga del condensador. Así se consigue que en el terminal de la base 1 aparezca una señal pulsante en forma de dientes de sierra, que puede utilizarse para controlar los tiempos de disparo de un SCR o de un triac. Para regular el tiempo de disparo, es suficiente con modificar el valor óhmico de la resistencia variable R_S, ya que de esta depende la constante de tiempo de carga del condensador.

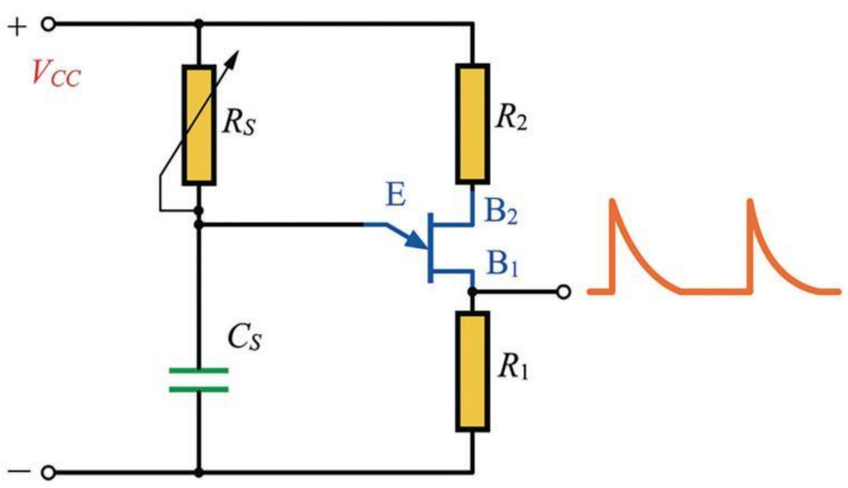


Figura 14.30. Generador de pulsos de dientes de sierra mediante UJT.

En la Figura 14.31, se muestra una típica aplicación del generador de pulsos de dientes de sierra con UJT para controlar el disparo de un SCR. Mediante este circuito controlamos la velocidad de un motor en serie (o de cualquier otro tipo de carga: estufas, lámparas, etc.) gracias a la regulación de la corriente que realiza sobre medio ciclo el SCR. Para controlar la velocidad del motor, basta con modificar la frecuencia de los pulsos en dientes de sierra, lo cual se consigue variando el valor del potenciómetro R_S.

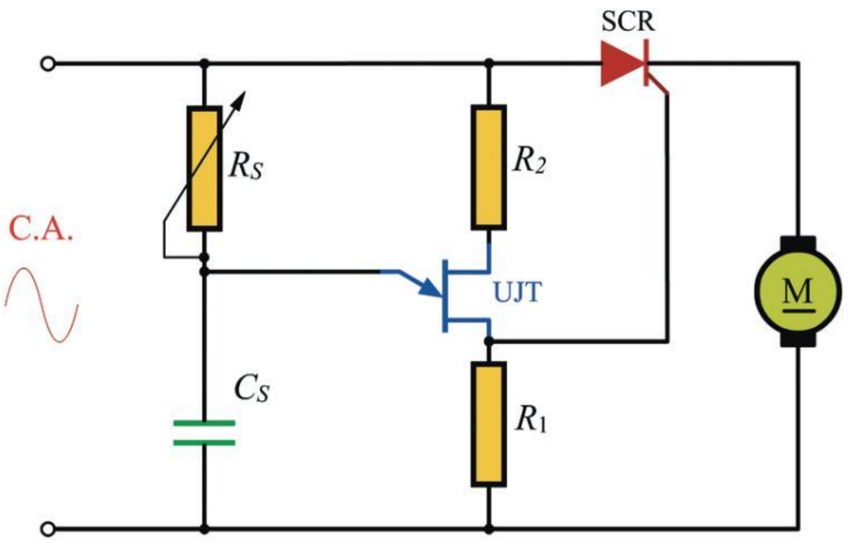


Figura 14.31. Control de velocidad de un motor mediante SCR y UJT.

Recuerda

El transistor de unijuntura (UJT) se utiliza para la generación de pulsos de disparo que se aplican al terminal de puerta de los SCR y triacs.

Mediante un circuito simple, como el de la Figura 14.30, es posible construir un generador de pulsos en diente de sierra para el control del SCR .

14.6. Modulación PWM

Una de las aplicaciones típicas de los sistemas electrónicos de potencia son los circuitos de conversión C.C./C.A., conocidos por el nombre de onduladores o inversores (Figura 14.32).

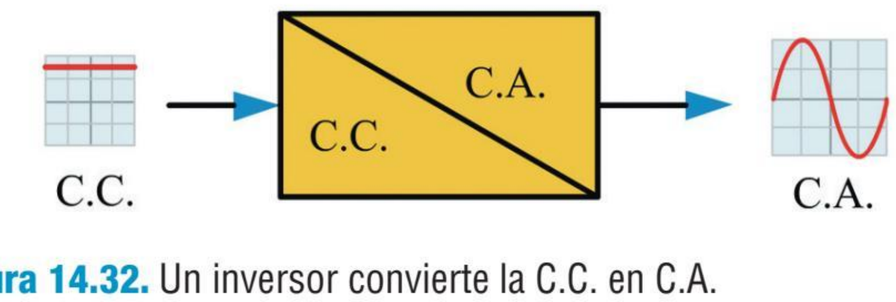


Figura 14.32. Un inversor convierte la C.C. en C.A.

Estos equipos son capaces de generar una corriente alterna a partir de una fuente de corriente continua. Son muy utilizados en:

Sistemas autónomos: obtienen corriente alterna a partir de baterías, como por ejemplo en un sistema de energía solar fotovoltaica.

SAI: sistemas de alimentación ininterrumpidas que alimentan equipos, como por ejemplo, un ordenador, aun cuando falle la alimentación eléctrica. En este caso unas baterías almacenan la energía eléctrica en forma de C.C. que será convertida a C.A. cuando falle la línea de alimentación.

Control de velocidad de motores C.A.: la alimentación se obtiene a partir de la tensión de red, obteniendo una etapa intermedia de corriente continua. A continuación se coloca el inversor que modificando la frecuencia consigue variar la velocidad del motor.

Existen diferentes formas para conseguirlo, una de las más corrientes es la modulación por ancho de pulso (PWM, *Pulse Width Modulation*). Inicialmente, esta técnica se utilizaba casi exclusivamente para el control de potencia y velocidad de motores de corriente continua, pero en la actualidad se ha ido ampliando su campo de aplicación, por ejemplo, en las fuentes de alimentación conmutadas, inversores, etc. Con ella se ha conseguido realizar dispositivos de mayor rendimiento y menos voluminosos.

La modulación por ancho de pulso consigue un alto rendimiento gracias a que los semiconductores de potencia operan como interruptores, es decir en corte y saturación, minimizando así las pérdidas de energía.

Este tipo de modulación consigue generar una señal senoidal partiendo de una señal continua un tanto peculiar. En la Figura 14.33(a) se muestra la señal senoidal que se desea conseguir y en la Figura 14.33(b) la señal que realmente se obtiene con la PWM. A pesar de que la señal obtenida no es de tipo senoidal sigue siendo igual de útil que si lo fuese. Además posee la ventaja de que es muy fácil de regular su frecuencia.

© Ediciones Paraninfo

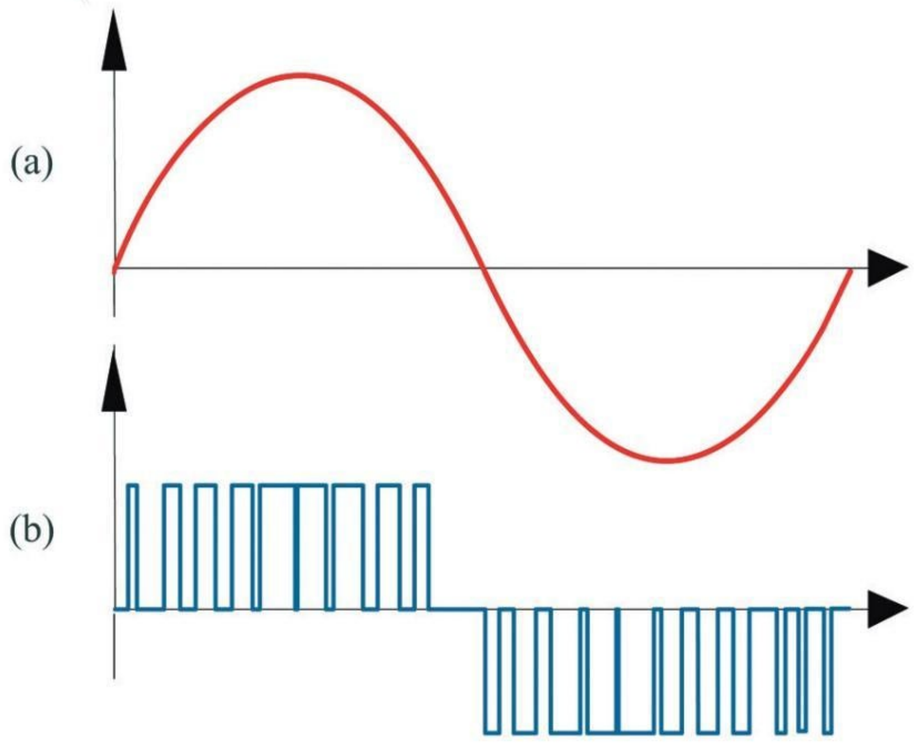


Figura 14.33. (a) Señal senoidal pura. (b) Señal modulada por ancho de pulso.

La base de este método consiste en generar un tren de pulsos de altura fija, pero con un ancho que sea proporcional a la amplitud o altura de la onda senoidal que se desea reproducir.

En la Figura 14.34 se muestra el esquema básico de un inversor. Aquí se ha situado la carga o el receptor en medio de cuatro transistores de potencia alimentados con corriente continua.

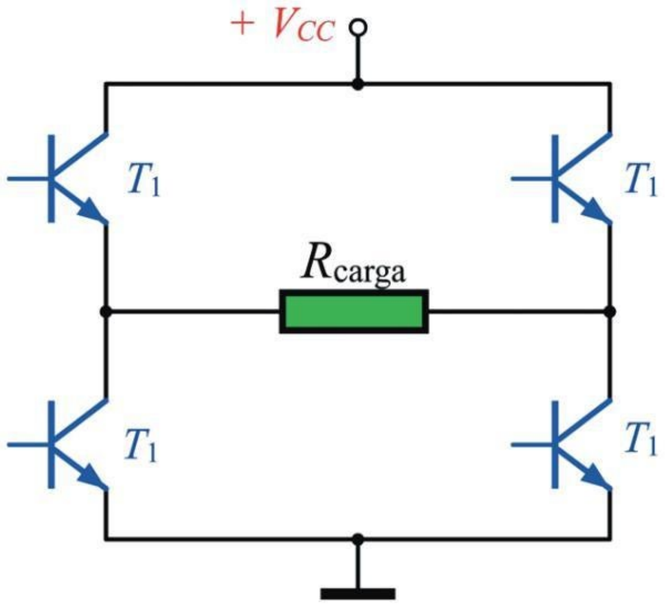


Figura 14.34. Esquema básico de un inversor.

Estos transistores se polarizan de tal forma que funcionen en corte o saturación. Dependiendo de la combinación de su conducción, la corriente que fluye por la carga tendrá una dirección u otra. Así, por ejemplo, si conducen el T_1 y el T_4, la corriente fluirá de izquierda a derecha [Figura 14.35(a)], mientras que si lo hacen el T_2 y el T_3 irá de derecha a izquierda [Figura 14.35(b)].

Para conseguir que cada transistor conduzca en el momento adecuado se utiliza la técnica de modulación de ancho de pulso PWM, que consiste en alimentar la base de cada transistor con la salida de un comparador de tensión.

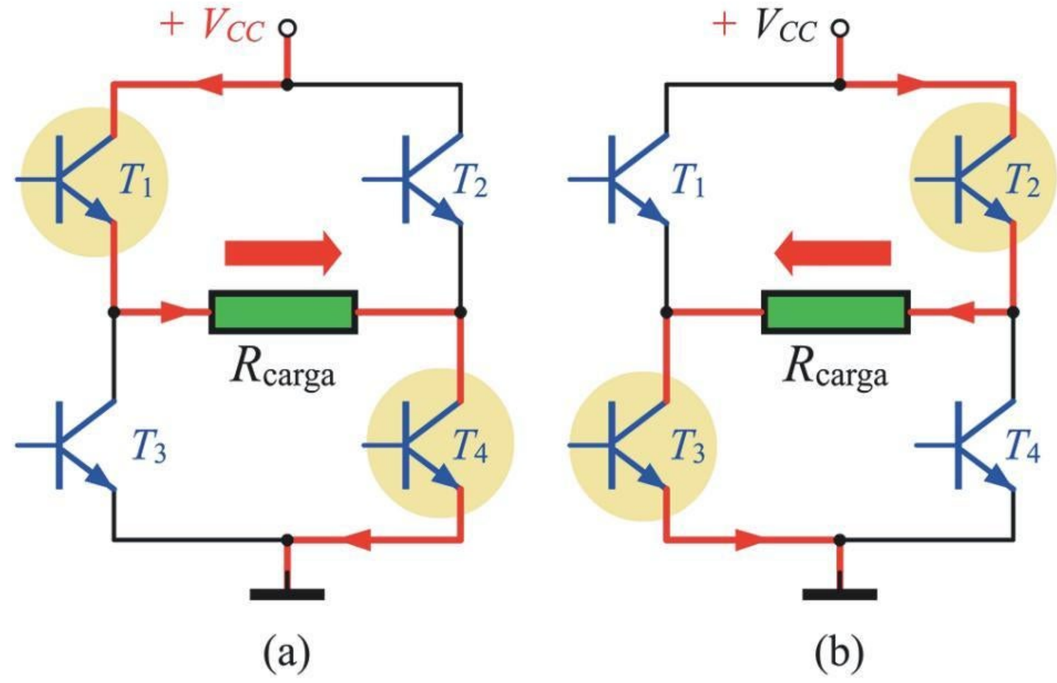


Figura 14.35. Funcionamiento del inversor.

En las técnicas de codificación digital lo habitual para codificar una señal es modularla en amplitud; es decir, se toman muestras de la señal analógica cada cierto tiempo y la señal codificada es proporcional a su amplitud (valor de la tensión en un punto), tal como se muestra en la Figura 14.36.

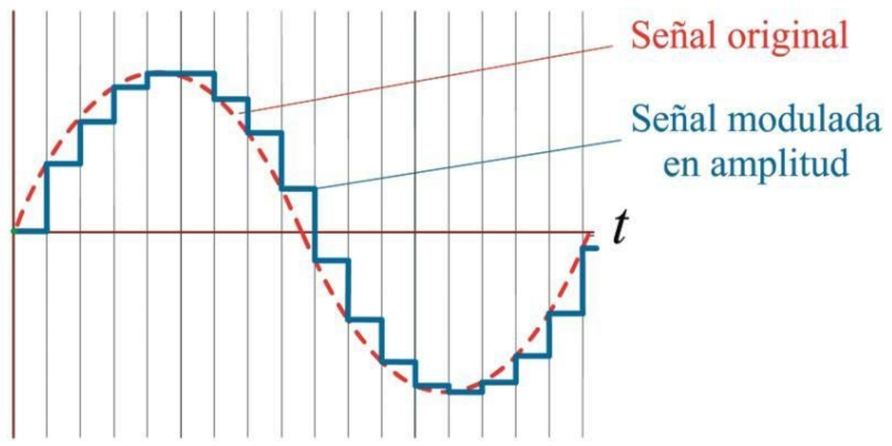


Figura 14.36. Señal modulada en amplitud.

Observa cómo la señal modulada en amplitud está formada por pulsos de anchura fija y de amplitud variable en función del muestreo de la señal original.

Por otro lado, la modulación de ancho de pulso PWM consigue codificar la información de una señal eléctrica variable, en pulsos que varíen su anchura en función del módulo de la señal a codificar, tal como se muestra en la Figura 14.37.

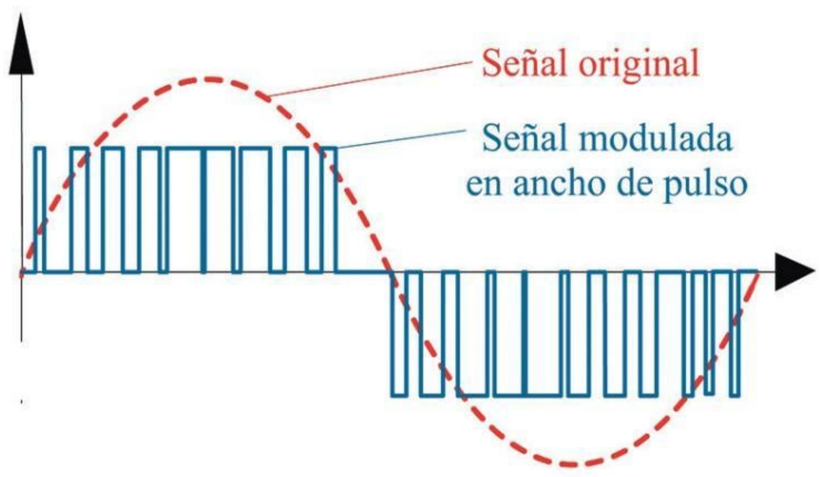


Figura 14.37. Señal modulada de ancho de pulso PWM.

© Ediciones Paraninfo

Observa cómo en la señal modulada, la amplitud del pulso es fija y su anchura es mayor o menor en función de la amplitud de la señal original.

El circuito electrónico que es capaz de realizar la modulación PWM consiste en un comparador como el que se muestra en la Figura 14.38. A una de las entradas del comparador se introduce la señal a reproducir, que en un inversor será la señal senoidal, y en la otra una señal triangular de frecuencia elevada y de amplitud constante.

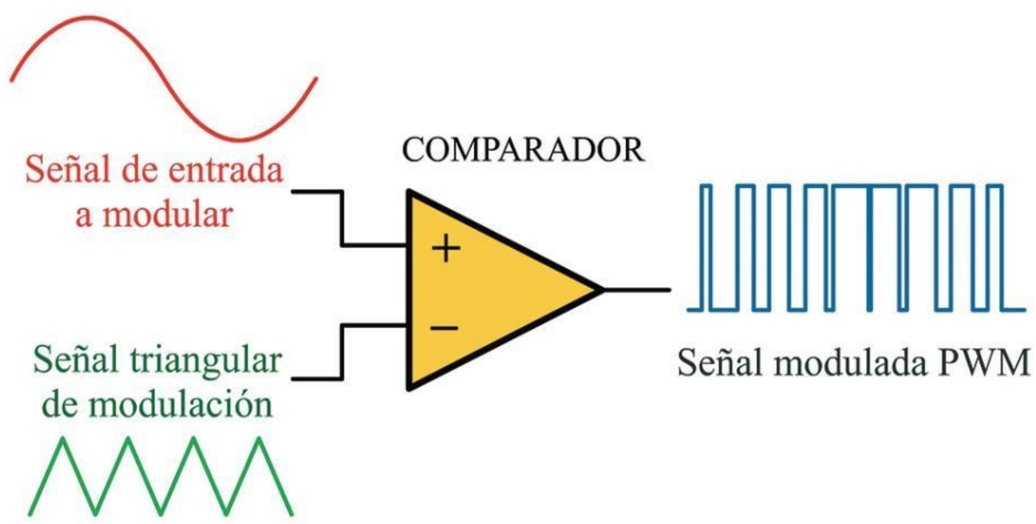


Figura 14.38. Modulación PWM mediante comparador.

Este circuito compara las dos señales de entrada y proporciona a su salida una señal positiva, de tensión fija, cuando el valor de la tensión de la señal senoidal a reproducir (señal de entrada) sea superior a la tensión de la señal triangular (moduladora).

En la Figura 14.39 se muestra la modulación de una señal senoidal mediante una señal triangular de mayor frecuencia.

Como la señal cuadrada PWM está formada por una gran cantidad de frecuencias armónicas, es necesario utilizar un filtro adecuado, para eliminar estas y obtener una señal con una única frecuencia.

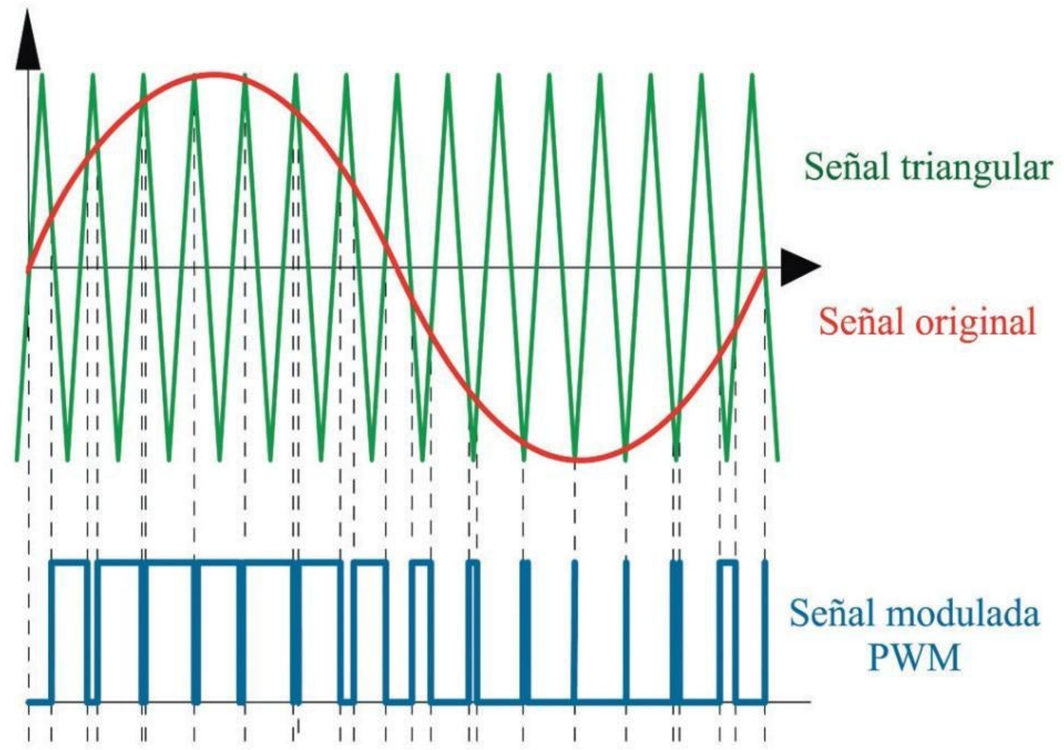


Figura 14.39. Modulación PWM con señal triangular.

© Ediciones Paraninfo

Prácticas de laboratorio

14.1. Identificación de tiristores. Consigue un SCR, un triac, un diac y un UJT, comprueba la disposición de sus terminales y consulta sus características en las hojas de especificaciones técnicas que facilita el fabricante de los mismos.

Figura 14.40. Conjunto de tiristores.

14.2. Circuito de control de la iluminación de lámparas incandescentes. En la Figura 14.41 se muestra el circuito completo para realizar el control de luminosidad de una o varias lámparas incandescentes. Al realizar este circuito con un triac, obtendremos un control total de la potencia entregada a la lámpara en todo el ciclo completo de C.A. El control del triac lo conseguimos gracias al diac. Los ciclos de cebado del diac son controlados por la carga del condensador C_1 a través del potenciómetro R_1. El resto de componentes se utiliza para mejorar las prestaciones del circuito; así, por ejemplo, con la resistencia R_2 se evitan los efectos que provocaría un valor excesivamente bajo al ajustar el potenciómetro R_1.

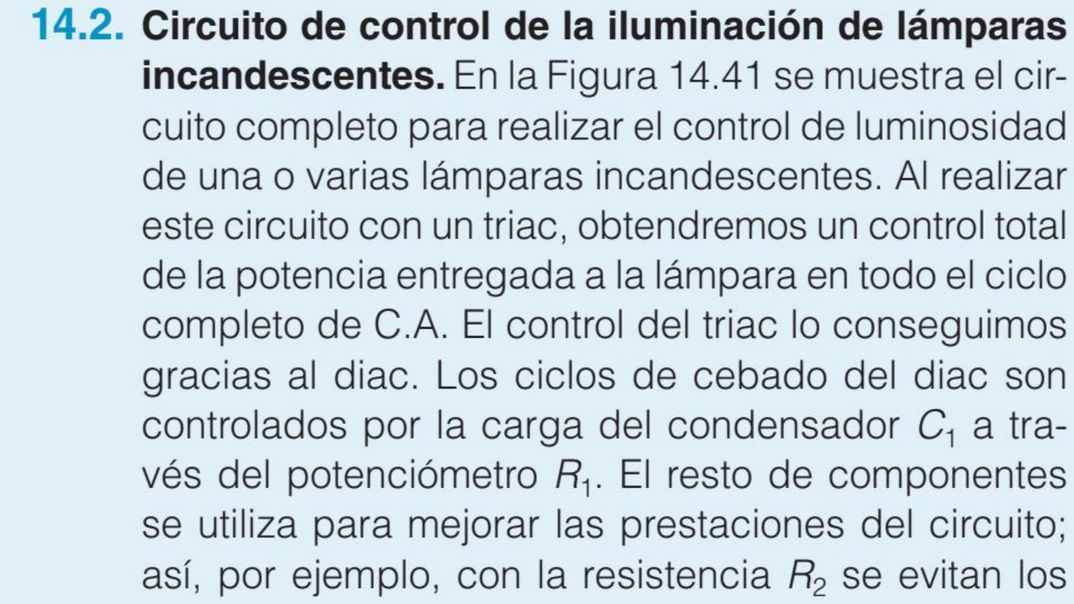


Figura 14.41. Circuito de control de la iluminación de lámpara incandescente.

El condensador C_2 y la resistencia R_4 hacen las veces de filtro, consiguiendo que las fuertes variaciones de tensión entre los ánodos del triac se mantengan en unos valores aceptables, evitando así el disparo del triac de forma inesperada.

Consigue los componentes necesarios para la realización de este circuito (la selección del triac y del diac dependerá de las características de la lámpara o lámparas a controlar) y monta el circuito en el entrenador o en un circuito impreso. Comprueba su funcionamiento, y mediante un osciloscopio obtén los oscilogramas relativos a los ciclos de encendido y apagado del triac y del diac.

14.3. Relé estático mediante triac. Mediante el sencillo circuito de la Figura 14.42 podemos poner en marcha y parar un motor de C.A. El circuito trata de sustituir la acción de un relé o contactor electromagnético por medio de un triac. Al accionar el pulsador de marcha M, proporcionamos, a través de R_1, suficiente corriente a la puerta del triac, provocando el disparo del mismo. Al estar en estado de conducción el triac, la red formada por R_2 y C_1 es sometida a casi toda la tensión de alimentación, por lo que la corriente que aparece por dicha red queda desfasada prácticamente 90º respecto a dicha tensión. Debido a este desfase, esta corriente, que fluye a través del terminal de puerta, alcanza su valor máximo cuando la tensión es prácticamente nula, por lo que cada vez que el triac tiende a descebarse, dicha corriente provoca un nuevo disparo del triac, dando como resultado un encendido continuo del triac. Para desactivar el triac basta con accionar el pulsador de paro P, el cual elimina el autoarranque del triac.

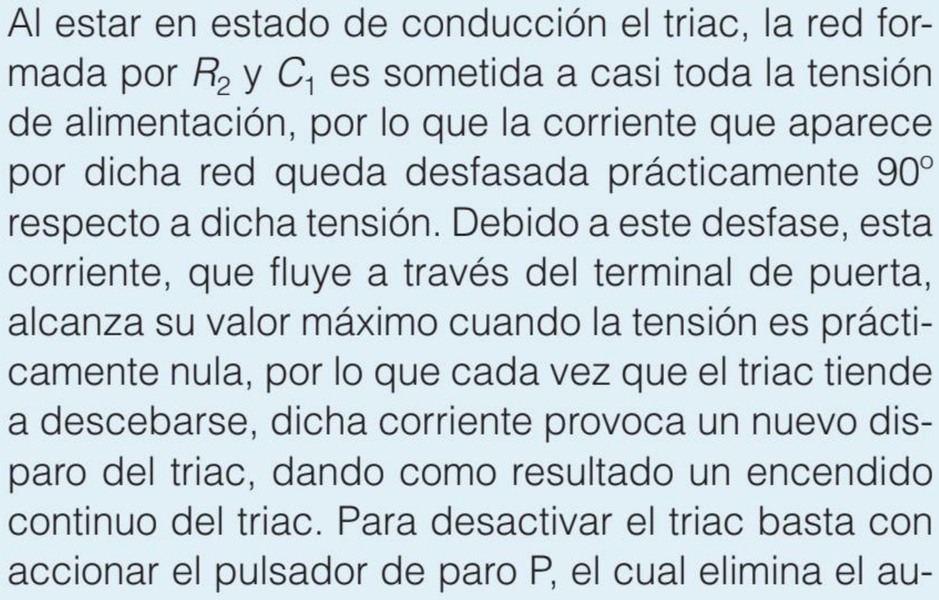


Figura 14.42. Circuito de relé mediante triac.

Como en otras ocasiones, consigue los componentes necesarios para la realización de este circuito (la selección dependerá de las características del motor)

© Ediciones Paraninfo

y monta el circuito en el entrenador o en un circuito impreso. Comprueba su funcionamiento.

14.4. Termostato electrónico. Se trata de diseñar un circuito que, aprovechando la sensibilidad de las resistencias NTC a los cambios de temperatura, pueda controlar el encendido y apagado de una estufa eléctrica, de tal forma que la temperatura ambiente de la estancia a calefactar se mantenga a una temperatura prefijada.

Para entender cómo actúa un termostato, estudiaremos el siguiente ejemplo:

En la Figura 14.43 se muestra el circuito de un termostato bimetálico que controla el encendido y apagado de una estufa.

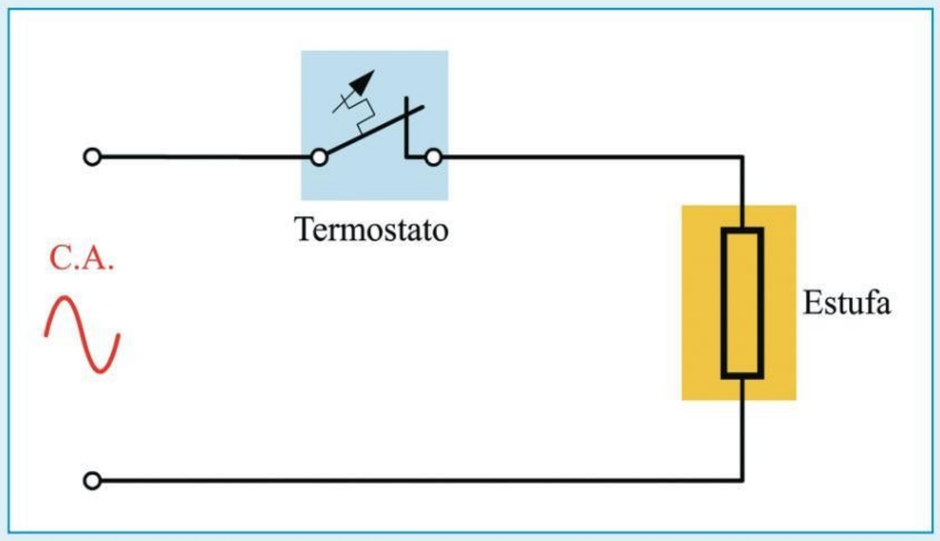


Figura 14.43. Circuito de control de una estufa mediante termostato.

Este termostato posee un contacto, a modo de interruptor, que se acciona por una lámina bimetálica. Esta lámina posee la propiedad de deformarse por un fenómeno de dilatación con los cambios de temperatura. Mientras la temperatura ambiente no sea superior a la fijada en el termostato, el contacto del mismo permanece cerrado y la estufa caldea el ambiente. Alcanzada la temperatura de referencia, el bimetal se deforma y el contacto se abre, interrumpiendo el funcionamiento de dicha estufa hasta que la temperatura ambiente vuelva a reducirse.

Diseña un circuito electrónico que sustituya la función del termostato bimetálico. Para ello, puedes utilizar transistores como elementos de amplificación de los cambios de resistencia de la NTC con la temperatura, un potenciómetro para ajustar la temperatura de referencia y relés o tiristores como elementos de accionamiento de potencia de la estufa.

Incluye un diodo LED, con su adecuada resistencia limitadora, con el fin de señalizar la puesta en marcha de la estufa.

Para el montaje de los componentes será necesario el diseño de una placa de circuito impreso, donde se conectarán los mismos mediante soldadura.

Una vez encontrados los valores adecuados de los componentes necesarios para este termostato electrónico y diseñada la placa del circuito impreso, monta y conecta las diferentes partes del circuito y comprueba su funcionamiento.

14.5. Oscilador de relajación con UJT. Se trata de montar el circuito de la Figura 14.44 y comprobar mediante el osciloscopio las formas de ondas y la frecuencia obtenidas a su salida al variar el potenciómetro R_S.

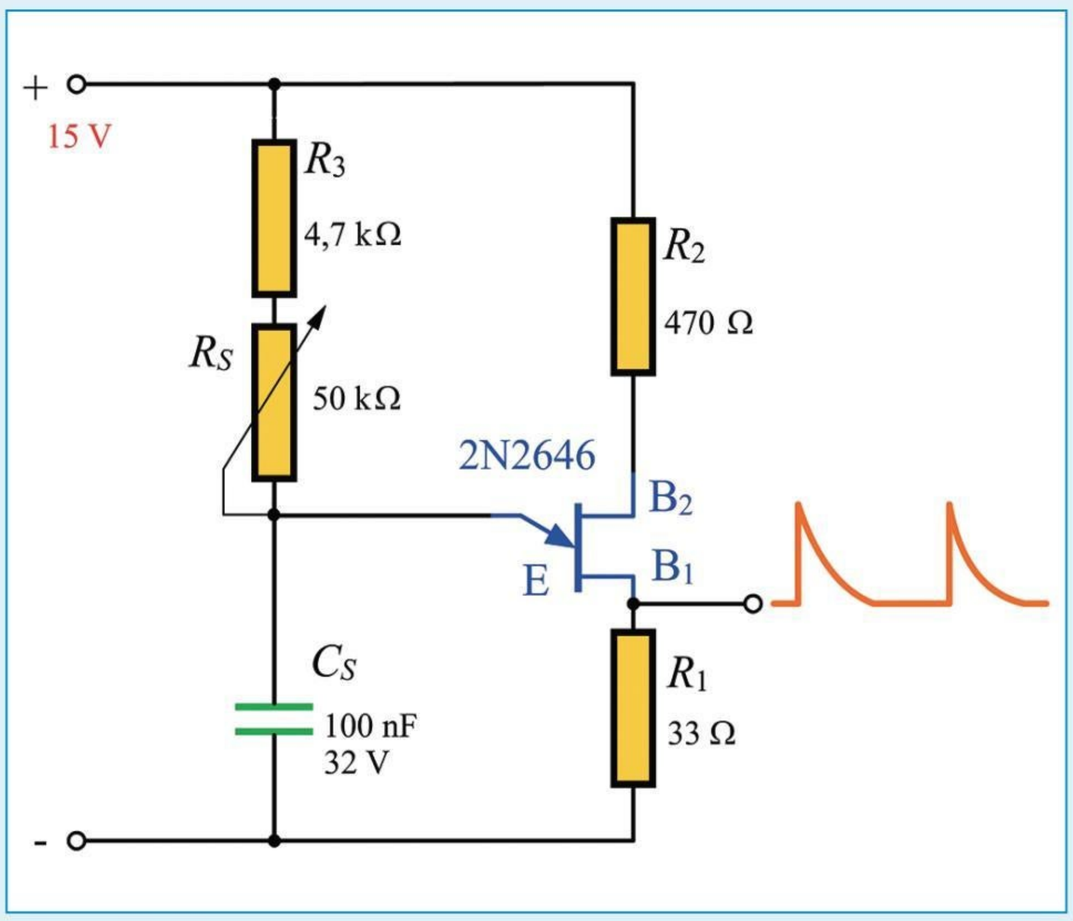


Figura 14.44. Oscilador de relajación con UJT.

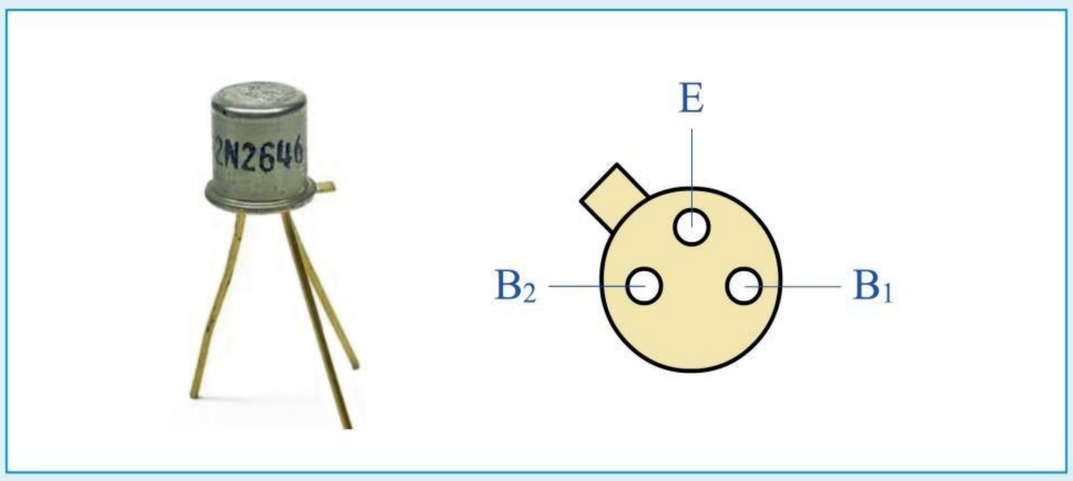


Figura 14.45. Aspecto y disposición de terminales del UJT 2N2646.

© Ediciones Paraninfo

Actividades de comprobación

14.1. ¿Cómo se suele provocar habitualmente el disparo de los SCR?

a) Aplicando una tensión directa disruptiva.

b) Aplicando una pequeña corriente en el terminal de puerta.

c) Aplicando una tensión inversa.

14.2. ¿Cuál es la diferencia entre un SCR y un triac?

a) El SCR puede conducir en ambos sentidos, mientras que el triac solo lo hace en uno.

b) El triac se dispara por tensión directa elevada y el SCR por tensión inversa.

c) El triac puede conducir en ambos sentidos, mientras que el SCR solo lo hace en uno.

14.3. El SCR y el triac consiguen controlar la potencia de una carga:

a) Modificando gradualmente la corriente de disparo.

b) Controlando los tiempos de conducción y no conducción.

c) Modificando gradualmente la tensión directa.

14.4. ¿Cómo se suele provocar habitualmente el disparo de un diac?

a) Aplicando una fuerte corriente.

b) Aplicando una pequeña corriente en el terminal de puerta.

c) Aplicando una tensión directa o inversa de ruptura.

14.5. El SCR de la Figura 14.46 posee una corriente característica de disparo de 0,1 A. Determina la tensión V_g que habrá que aplicar a la puerta para que el SCR se dispare, teniendo en cuenta que en el terminal de puerta aparece una caída de tensión de 0,7 V.

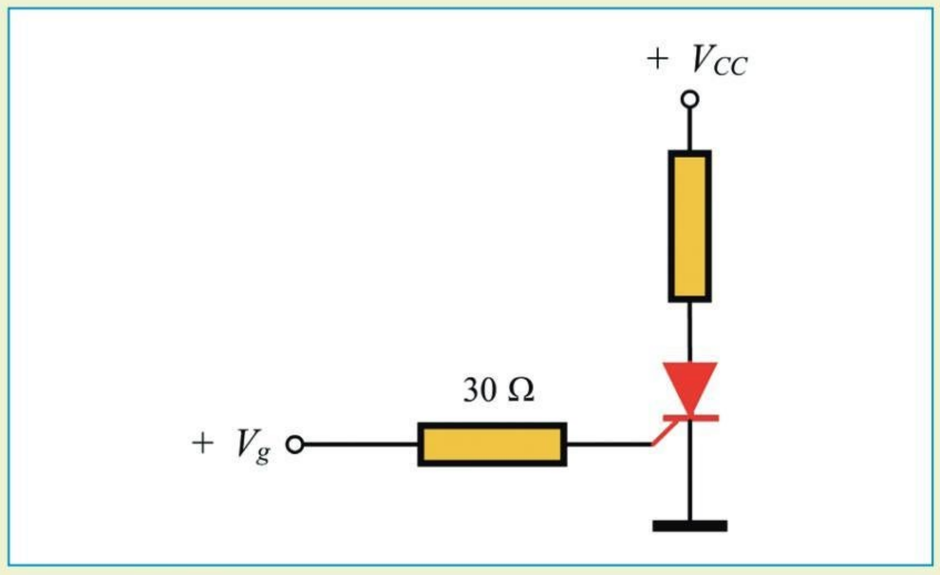


Figura 14.46.

14.6. Si el UJT de la Figura 14.47 posee una relación intrínseca de 0,8, determina la tensión V_P que hará disparar el UJT.

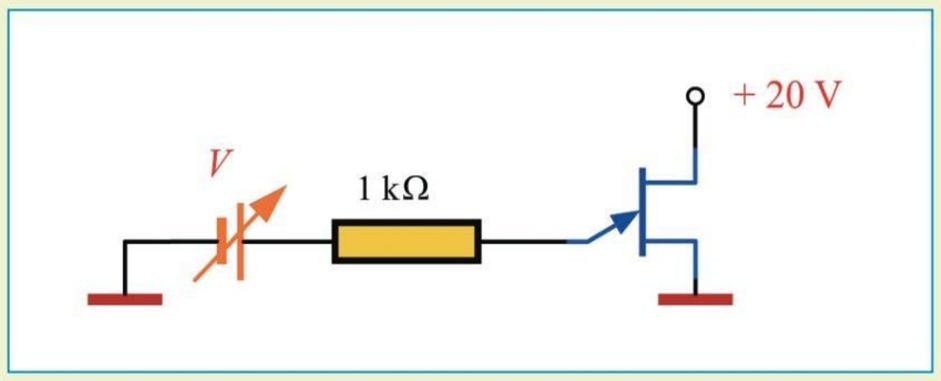


Figura 14.47.

14.7. Con la modulación por ancho de pulso PWM se consigue:

a) Se puede construir un convertidor de C.C. a C.A. de gran eficacia.

b) Los semiconductores de potencia funcionan únicamente en corte o saturación.

c) Los semiconductores de potencia consiguen una onda senoidal de C.A. gracias a un circuito oscilador senoidal.

14.8. ¿Cuál de las siguientes afirmaciones en relación con los diac es cierta?:

a) Son capaces de conducir grandes corrientes.

b) Solo pueden conducir la corriente en un sentido.

c) Se utilizan para producir impulsos de disparo para los SCR y triacs.

14.9. ¿Cuál de las siguientes afirmaciones en relación con los transistores de unijuntura UJT es cierta?:

a) Son capaces de conducir grandes corrientes.

b) Con ellos se puede construir un generador de pulsos en diente de sierra.

c) Se utilizan para producir impulsos de disparo para los SCR y triacs.

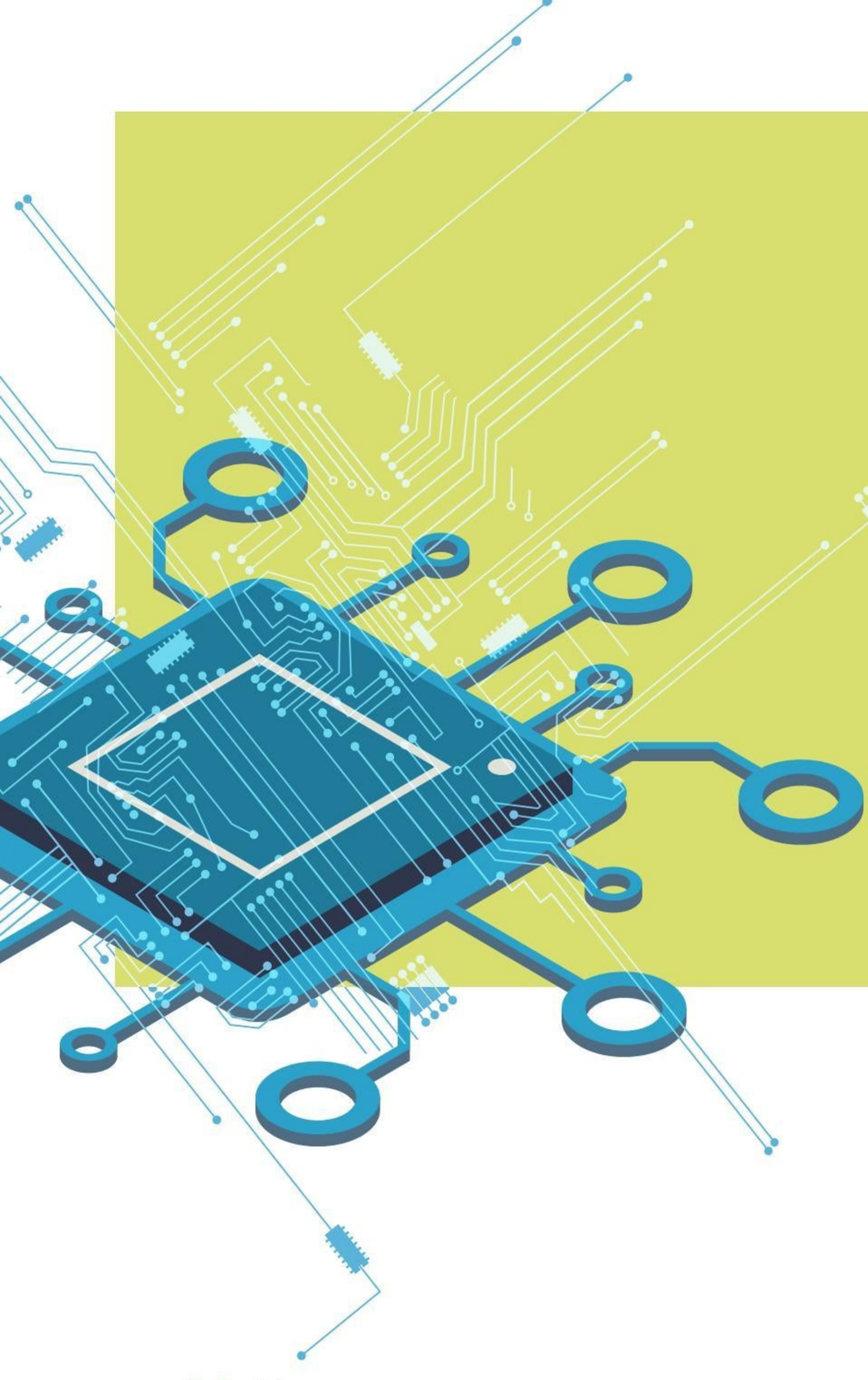
14.10. Indica cuál de los siguientes elementos es un tiristor:

a) SCR.

b) UJT.

c) DIAC.

© Ediciones Paraninfo



Solución a las actividades de comprobación

1.1. b)

1.2. b)

1.3. c)

1.4. a)

1.5. c)

1.6. a)

1.7. c)

1.8. $V_{NH} = 0{,}7$ V; $V_{NL} = 0{,}3$ V

1.9. c)

1.10. a) y b)

1.11. c)

1.12. c)

1.13. a) 63; b) 341; c) 23

1.14. a) 10110110010;
b) 101000100;
c) 1010110

1.15. a) 10100110;
b) 11101110111100;
c) 100100001011100;
d) 10101110110010110 10;
e) 10100101100

1.16. a) 312_8; CA_{16}; 1000000010_{BCD}
b) 1256_8; $2AE_{16}$; 1101000010_{BCD}

1.17. $S = \overline{A} \cdot \overline{B} \cdot C + \overline{A} \cdot B \cdot C + A \cdot B \cdot \overline{C}$

1.20. $S = A \cdot (A \cdot B + C)$

2.1. a) $S = \overline{A} + \overline{B}$
b) $S = \overline{A}\,\overline{B} + B\overline{C} + \overline{B}C$
c) $S = \overline{A}B + A\overline{B}\,\overline{C} + \overline{A}C + BC$
d) $S = \overline{A}D + BCD$
e) $S = \overline{A}\,\overline{C}D + ABCD + \overline{B}C\overline{D} + \overline{A}C\overline{D}$

2.2. a) $S = \overline{A \cdot \overline{B\overline{C}}}$
b) $S = \overline{\overline{AC} \cdot \overline{AD} \cdot \overline{\overline{BD}}}$
c) $S = \overline{\overline{AD} \cdot \overline{A\overline{B}C} \cdot \overline{CD}}$

2.3. $S_1 = \overline{A}B\overline{C}D + \overline{A}BCD$
$S_2 = \overline{A}BCD$

2.4. $S = A\overline{B}\,\overline{C}D + \overline{A}\,\overline{B}CD + ABCD + \overline{A}B\overline{C}$

3.1. a)

3.2. b)

© Ediciones Paraninfo

3.3. c)
3.4. c)
3.6. a)
3.7. b)
3.8. c)
3.10. a)
3.11. b)
3.12. a)
3.13. b)
3.14. a)
3.15. c)

4.1. b)
4.2. b)
4.3. a)
4.4. a)
4.5. c)
4.6. a)
4.7. a) 100 Hz
4.12. b)
4.13. a)
4.14. 1E, 2D, 3F, 4A, 5C, 6B

5.1. b)
5.2. a)
5.3. c)
5.4. a)
5.5. b)
5.6. a)
5.7. b)

6.1. R_1 = 27 kΩ ± 10 %; R_2 = 12 kΩ ± 2 %;
R_3 = 1.500 MΩ ± 5 %
6.2. R_1: (rojo, amarillo, naranja, oro), R_2: (azul, gris, naranja, plata), R_3: (marrón, marrón, amarillo, rojo).
6.3. R_1: (1 kΩ)
R_2: (1,2 kΩ)
R_3: (150 kΩ)
R_4: (3,9 Ω)
R_5: (0,56 Ω)
R_6: (5,62 kΩ)
R_7: (71,5 kΩ)
6.4. R_1: (Sí - E24 5 %)
R_2: (No)
R_3: (No)
R_4: (Sí - E48 2 %)
R_5: (No)
R_6: (No)
R_7: (Sí - E12 20 %)
6.5. c)
6.6. c)
6.7. c)
6.8. c)
6.9. c)
6.10. 0,004 C; 0,02 C; 0,1 C
6.11. C_1 = 27 nF ± 5 %, 630 V
C_2 = 12 nF ± 1 %, 250 V
C_3 = 2,5 nF ± 10 %, 400 V
6.12. Disco = 6,3 nF. Tubular = 3,5 nF; ± 1 %
6.13. C_1 = naranja, naranja, verde, negro
C_2 = verde, violeta, azul, gris
C_3 = marrón, verde, violeta, rojo
6.14. a) 50 nF/50 V; b) 200 nF/100 V
6.15. C_1: (47 nF/ ± 5 %/630 V)
C_2: (68 nF/ ± 10 %/500 V)
C_3: (40 nF/ ± 5 %)
C_4: (22 pF/5 %)
C_5: (10 nF/ ± 10/400 V)
C_6: (470 pF/ ± 5 %)
C_7: (0,1 µF/250 V)
C_8: (47 nF/ ± 5 %/100) V
C_9: (22 pF/ ± 20 %)

7.1. c)
7.2. b)
7.3. 350 mW
7.4. 9,3 mA
7.5. 0,85 V; 0,83 A; 706 mW
7.6. 1N4003
7.7. 246,5 Ω
7.8. a)
7.9. b)
7.10. 2,7 kΩ / 1 W

© Ediciones Paraninfo

8.1. c)

8.2. a) y c)

8.3. 283 V

8.4. 7,4 V

8.5. 62,8 V

8.6. a) $I_0 = 106$ mA, $V_{\text{inversa pico}} = 33{,}9$ V; $V_{cc} = 10{,}6$ V; $I_{cc} = 106$ mA

b) $I_0 = 52$ mA, $V_{\text{inversa pico}} = 33{,}9$ V; $V_{cc} = 10{,}4$ V; $I_{cc} = 104$ mA

c) $I_0 = 104$ mA, $V_{\text{inversa pico}} = 33{,}9$ V; $V_{cc} = 20{,}7$ V; $I_{cc} = 207$ mA

8.7. 1N914

8.8. 1N4001

8.9. $C = 865$ µF; $V_{cc} = 14{,}7$ V; $V_{riz} = 1{,}7$ V; $I_{cc} = 147$ mA

8.10. $V_{riz} = 2{,}6$ V; Factor de rizado = 7,7 %

9.1. a)

9.2. b)

9.3. a)

9.4. a)

9.5. b)

9.6. $\beta = 49$

9.7. b) y c)

9.8. 250 mW

9.9. a)

9.10. a), b), c) y d)

9.11. c)

9.12. 100 mA

9.13. a)

9.14. corte ($I_C = 0$; $V_{CE} = 3$ V; $I_B = 0$);
saturación ($I_C = 80$ mA; $V_{CE} = 0{,}6$ V; $I_B = 1.000$ µA);
trabajo ($I_C = 55$ mA; $V_{CE} = 1{,}4$ V; $I_B = 300$ µA)

9.15. $I_C = 10$ mA; $V_{CE} = 1$ V; $V_B = 1{,}7$ V; $V_E = 1$ V; $V_C = 2$ V

9.16. a)

9.17. b)

9.18. c)

9.19. a) y c)

9.20. a)

9.21. a) MOSFET de empobrecimiento de canal N.
b) Transistor bipolar NPN.
c) MOSFET de empobrecimiento de canal P.
d) FET de canal N.
e) MOSFET de enriquecimiento de canal N.
f) MOSFET de enriquecimiento de canal P.
g) FET de canal P.
h) Transistor bipolar PNP.

10.1. b)

10.2. c)

10.3. $A_v = 333$; $A_i = 10$; $A_p = 3.330$

10.4. a)

10.5. b)

10.6. c)

10.7. 20,8 %

10.8. a)

10.9. c)

10.10. b)

10.11. 7,6 µF

10.12. 30.000

10.13. a)

10.14. a)

10.15. 6 A

10.16. b)

10.17. a)

10.18. 9 mA; –4 V

11.1. a)

11.2. a) y c)

11.3. c)

11.4. a)

11.5. b); $A_{V(LC)} = 11$; $V_{sal} = 110$ mV

11.6. 50 kΩ

11.7. –2,5 V

11.8. a) b); b) 500 Hz

12.1. b)

12.2. b)

12.3. c)

12.4. 600 mW

© Ediciones Paraninfo

12.5. 175 mV

12.6. 750 Ω

12.7. 225 mW

12.8. V_z = 12 V; I_z = 6,25 mA; P = 2,12 W

12.9. R_2 = 533 Ω; V_{sal} = 24,8 V; P = 1,4 W

12.10. R_1 = 10 Ω

12.11. c)

13.1. a)

13.2. b)

13.3. c)

13.4. c)

13.5. b)

13.6. a)

13.7. 144,4 Hz

13.8. 5,03 MHz

13.9. t_1 = 1,39 ms; t_2 = 3,53 ms; f = 203 Hz

13.10. a) a); b) f = 4,81 Hz; c) 48 pF

13.11. 3,18 nF

13.12. 25,33 µH

14.1. b)

14.2. c)

14.3. b)

14.4. c)

14.5. 3,7 V

14.6. 16,7 V

14.7. a) y b)

14.8. c)

14.9. b) y c)

14.10. a) y c)

© Ediciones Paraninfo

Recursos de aprendizaje en el material web

Unidad	Recursos de aprendizaje en el MATERIAL WEB
1	• Actividades resueltas de sistemas de numeración. • Actividades resueltas de diseño de circuitos con puertas lógicas. • Equivalencias del código ASCII. • Manual del Universal Trainer. • Hoja de características de los circuitos integrados: 74F00, 74F02, 74F04, 74F08, 74F32, 74F86, 74AHCT00, 74AHCT02, 74AHCT04, 74AHCT08, 74AHCT30, 74AHCT32, 74AHCT86, 74HCT00, 74HCT02, 74HCT04, 74HCT08, 74HCT30, 74HCT32, 74HCT86.
2	• Actividades resueltas de simplificación de funciones lógicas. • Actividad propuesta 2.1. • Actividad propuesta 2.2.
3	• Actividad propuesta 3.1. • Actividad propuesta 3.2. • Actividad propuesta 3.3. • Hoja de características de los circuitos integrados: 74LS47, 74HC138, 74HCT147, 74HCT154.
4	• Hoja de características de los circuitos integrados: 74HCT112, 74LS90, 74AHC74.
5	• Manual del usuario del polímetro digital (FluKe). • Características y ventajas de los osciloscopios digitales (Tektronix). • Manejo del osciloscopio (Tektronix). • Ejemplo de Manual del usuario de un osciloscopio analógico (Hameg). • Ejemplo de Manual del usuario de un osciloscopio digital (Tektronix). • Manual técnico del analizador lógico (Tektronix).
6	• Código JIS para identificación de condensadores. • Ejemplos prácticos de identificación de condensadores.
7	• Hoja de características de los diodos 1N4001 a 1N4007.
9	• Códigos de identificación de semiconductores. • Hoja de características de los transistores: BC107 – 109; BC546 – 550; BD135 – 139.
10	• Hoja de características de los transistores BC108A; BD136 – 139. • Hoja de características de los amplificadores de audio integrados LM384, TDA2003 y TDA2009. • Hoja de características del transistor 2N5484.
11	• Hoja de características del transistor BC337. • Hoja de características de los amplificadores operacionales LM741 y del TL081.
12	• Hoja de características de los reguladores integrados LM78xx, LM79xx, LM317 y TEA2018. • Hoja de características de los diodos Zener BZX85-c3v6 – c62 y ZPD2,7 – 51. • Hoja de características del transistor 2N3055.
13	• Hoja de características del temporizador integrado 555. • Hoja de características de los transistores 2N3906; BC556 – 560. • Hoja características BC636 – 640. • Hoja de características del fotodiodo BPW40.
14	• Hoja de características del SCR BT151_SERIES_2. • Hoja de características del Triac BT136-600F. • Hoja de características del UJT 2N2646.

Instrucciones para el acceso al MATERIAL WEB

Desde la ficha web de la obra (en www.paraninfo.es) y mediante un sencillo registro desde la sección «Recursos previo registro», que encontrarás en ella, podrás acceder a todos los recursos de aprendizaje y materiales elaborados para el texto de Electrónica.

© Ediciones Paraninfo

Electrónica

La electrónica se ha convertido en imprescindible para nuestra vida diaria ya que hace posible el avance de las nuevas tecnologías en todo tipo de sectores: las telecomunicaciones, la robótica, la automoción, la telefonía móvil, la domótica, la medicina, y un largo etcétera.

Esta obra desarrolla los contenidos del módulo profesional de Electrónica, del Ciclo Formativo de grado medio en Instalaciones Eléctricas y Automáticas, perteneciente a la familia profesional de Electricidad y Electrónica. Además, será de gran utilidad para todos aquellos profesionales del sector eléctrico y electrónico que deseen actualizar sus conocimientos.

En esta 3.ª edición de *Electrónica,* totalmente actualizada, se han incluido nuevas prácticas de laboratorio y se han aumentado las actividades resueltas. Además, se han ampliado aquellos contenidos que se han considerado más relevantes para la comprensión de la materia y que han ido cambiando con la constante evolución de la tecnología.

Se ha hecho un esfuerzo especial para que los contenidos desarrollados sean claros, didácticos, y eminentemente prácticos. Siempre que se explica algún concepto teórico se incluye una actividad resuelta que sirva de ejemplo para poder entender mejor lo que se expone. Además, todos los contenidos sin excepción vienen acompañados de multitud de actividades de tipo práctico para llevar a cabo en el laboratorio de Electrónica.

Además se ofrece al estudiante la posibilidad de descargar y consultar multitud de recursos adicionales y material didáctico en la sección de Material web, a través de la ficha del libro en la página web **www.paraninfo.es**.

El autor, **Pablo Alcalde San Miguel,** ha ejercido su actividad profesional como profesor de Formación Profesional en ciclos formativos de la familia de Electricidad y Electrónica. Ingeniero técnico de electricidad por la Universidad de Bilbao, cuenta con una amplia experiencia tanto docente como profesional. Colabora habitualmente en publicaciones relacionadas con la electricidad y la electrónica y es autor de otros libros de formación publicados por esta editorial.

RECURSOS PARA EL PROFESORADO

- Programación didáctica
- Solucionario
- Examina
- Presentación en PowerPoint
- Material y documentación extra
- LDP (Libro Digital Proyectable)

Estos recursos son exclusivos para el profesorado que confirme con nuestro Departamento de Promoción la adopción de este título como libro de texto en el aula.

Paraninfo
ciclos formativos
www.paraninfo.es

También en Ebook

ISBN: 978-84-1366-152-0