

SEPIA:
Seminario de Electrónica para Pardillos
Interesados en Audio

(c) 2003, Luis Miguel Brugarolas

14 de noviembre de 2003

Índice general

1. Prefacio	11
1.1. ¿A quien va dirigido este libro?	11
1.2. Estructura del libro	12
1.3. Aprender electrónica	13
2. Introducción	15
2.1. Presentación del capítulo	15
2.2. ¿Qué es la electrónica?	15
2.2.1. Un poco de perspectiva	15
2.2.2. Inciación a la electrónica	16
2.3. Magnitudes Básicas	16
2.3.1. Corrientes	16
2.3.2. Tensiones	16
2.3.3. Resistencias	16
2.3.4. Tiempo y frecuencia	17
2.3.5. Multiplicadores	17
2.3.6. Señales continuas	18
2.3.7. Señales alternas	18
2.4. Aparato Matemático básico	19
2.4.1. Las 'tres' Leyes de Ohm	19
2.4.2. Cálculo de potencias	20
2.4.3. Ley de Kirchoff	20
2.4.4. Exponenciales y logaritmos. Los decibelios	20
2.4.4.1. Los decibelios	20
2.4.4.2. ¿Porqué se miden cosas en decibelios?	21
2.4.4.3. Algunas relaciones básicas	21
2.4.4.4. Complicaciones	21
2.4.5. Números complejos	22

2.5. Impedancias	22
2.5.1. Concepto	22
2.5.2. Definición formal	23
2.6. Ejemplos	24
2.6.1. Fuente de alimentación de los trogloditas	25
2.6.2. Resistencia de limitación de un LED	25
2.6.3. Potencia disipada en una resistencia	26
2.6.4. Componentes en serie y paralelo	26
2.6.5. Divisor resistivo	27
2.6.6. Filtro paso bajo	28
2.6.7. Filtro paso alto	31
2.7. El diseño	31
2.7.1. Errores admisibles	31
2.8. Introducción a los componentes electrónicos	32
2.8.1. Introducción	32
2.8.2. Componentes básicos	33
2.8.3. Identificación de los componentes	33
2.8.4. El valor de un componente: el código de colores	34
2.8.5. Valores disponibles	36
2.8.6. Cómo medir o caracterizar un componente	36
2.8.7. Información: las hojas de características	36
2.8.8. Símbolos	37
2.9. Resumen del capítulo	37
3. Fuente de Alimentación Simple	39
3.1. Introducción	39
3.2. Ejemplo de una fuente de alimentación básica	39
3.3. El transformador	39
3.3.1. Los parámetros más importantes de un transformador	40
3.3.2. Factor de regulación	41
3.4. El diodo	42
3.4.1. Funcionalidad	42
3.4.2. Tipos de diodo	44
3.4.2.1. Diodo rectificador	44
3.4.2.2. Diodo Zener	44
3.4.2.3. Diodo LED	45
3.4.3. El diodo en la fuente de alimentación	46

<i>ÍNDICE GENERAL</i>	5
3.5. El condensador	48
3.5.1. Funcionalidad	48
3.5.2. La carga y descarga de un condensador	49
3.5.3. Vuelta a la fuente de alimentación	51
3.5.4. Tipos de condensador	51
3.5.4.1. Condensadores polarizados	52
3.5.4.2. Condensadores no polarizados	53
3.5.4.3. Selección del tipo de condensador	53
3.5.5. Rizado de alta frecuencia	54
3.5.6. Reducción del rizado	54
3.5.7. Reducción del rizado de alta frecuencia	55
3.5.8. Condensadores de desacoplo	55
3.5.9. Efecto de la tolerancia	56
3.6. Un paso atrás: el puente de diodos	57
3.7. La resistencia	58
3.7.1. El componente	58
3.7.2. Parámetros básicos	58
3.8. El fusible	59
3.9. Revisión final de la fuente	60
3.9.1. Circuito final	60
3.9.2. Funcionalidad: rectificador con filtrado	60
3.9.3. Prestaciones	60
3.9.4. Mejoras deseables y posibles	61
3.10. Componentes: ¿porqué tantos tipos?	61
3.11. Resumen del capítulo	62
4. Fuente de alimentación regulable	65
4.1. Reguladores lineales	65
4.1.1. Necesidad de mejorar el filtrado	65
4.1.2. Arquitecturas de los reguladores lineales	65
4.1.3. Regulador shunt con diodo Zener	66
4.1.4. Reguladores serie	68
4.1.5. Reguladores conmutados	68
4.2. Reguladores lineales integrados	69
4.3. Diseño de una fuente de tensión variable	69
4.3.1. Especificación de la fuente	69
4.3.2. Plan de trabajo	70

4.4. El regulador 317	70
4.4.1. Tensión de salida	71
4.4.2. Mínima tensión de caída en el regulador	74
4.5. Tensión de salida del transformador	75
4.6. Tensión de rizado: condensadores de filtrado	77
4.7. Asuntos de calor y temperatura	78
4.8. Esquema completo de la fuente de alimentación	80
4.8.1. Esquema	80
4.8.2. Lista de materiales	80
4.9. Medidores de corriente y tensión	81
4.9.1. Galvanómetro	81
4.9.2. Medidor de corriente	82
4.9.3. Medidor de tensión	83
4.9.4. Dos al precio de uno	84
4.9.5. Errores de medida	84
4.9.6. Introducción al polímetro	85
4.9.7. ¿Digital?	85
4.10 Efectos de segundo orden en la fuente	85
4.11 Posibles mejoras	86
4.12 Resumen del capítulo	86
5. Montaje de la fuente de alimentación	89
5.1. Introducción al capítulo	89
5.2. Etapas de un proyecto	89
5.3. Revisión del circuito	90
5.4. Instrumentación electrónica	90
5.5. El polímetro	91
5.5.1. Voltímetro	91
5.5.2. Amperímetro	92
5.5.3. Ohmetro	92
5.5.4. Aspecto externo de un polímetro digital	92
5.5.5. Ejemplo de medida con el polímetro	95
5.5.5.1. Tensión continua	95
5.5.5.2. Tensión alterna	95
5.5.5.3. Resistencia	95
5.5.5.4. Corriente continua	96
5.6. El osciloscopio	96

5.6.1. Función	96
5.6.2. La pantalla	96
5.6.3. Los circuitos de entrada	97
5.6.4. Las sondas	98
5.6.5. Los circuitos de barrido	99
5.6.6. El circuito de disparo	99
5.6.7. Otras funciones auxiliares	100
5.6.8. Osciloscopios analógicos y digitales	100
5.7. El diseño de la placa de circuito impreso	101
5.8. Fabricación de la placa de Circuito Impreso	102
5.9. Montaje de los componentes en la placa de circuito impreso	104
5.10. Unas pinceladas sobre el arte de la soldadura	105
5.10.1. Cuestiones previas	105
5.10.2. Soldadura de componentes en un circuito impreso	106
5.10.3. Corregir los desastres	107
5.10.4. La preparación de un montaje	108
5.11. Cajeados	108
5.12. Toques finales	109
5.13. Plan de pruebas	111
5.14. Realización de las pruebas	111
5.15. Otras medidas	112
5.16. Que hacer cuando no funciona	112
5.17. Resumen del capítulo	113
6. Montaje de un oscilador	115
6.1. Introducción	115
6.2. Presentación del oscilador	115
6.3. El trigger de Schmitt	116
6.4. Frecuencia de oscilación	118
6.4.1. Semiciclo negativo	118
6.4.2. Semiciclo positivo	118
6.4.3. Periodo de oscilación	119
6.5. Cambiando la frecuencia	119
6.6. Montaje del oscilador	119
6.7. Usos y abusos	121
6.7.1. Usos posibles	121
6.7.2. Abusos posibles	123
6.8. Una curiosidad	123
6.9. ¿Alguna otra idea?	123

7. El transistor bipolar	125
7.1. Introducción	125
7.1.1. Primera aproximación al transistor	125
7.1.2. Consideraciones preliminares sobre la polarización	126
7.1.3. Trabajo lineal o en saturación	128
7.1.4. Polarización del transistor	129
7.1.5. Algunos tipos comunes	130
7.1.6. Una hoja de características	131
7.2. Algunos ejemplos con transistores	131
7.2.1. Regulador lineal con diodo Zener	131
7.2.2. Fuente de corriente	136
7.2.3. Uso del transistor en conmutación	137
7.3. Modelo de baja señal	139
7.4. Funcionamiento en pequeña señal	140
7.4.1. Ejemplo 1: Transistor en emisor común	140
7.4.1.1. Polarización	141
7.4.1.2. Análisis de pequeña señal	142
7.4.1.3. Análisis del margen dinámico	143
7.4.2. Ejemplo 2: Transistor en emisor común con resistencia de emisor	143
7.4.2.1. Modelo de baja señal	143
7.4.3. Ejemplo 3: Seguidor de emisor	146
7.4.3.1. Modelo de baja señal	146
7.5. Ejemplo práctico: amplificador para micrófono	147
7.5.1. Micrófonos	147
7.5.2. Análisis del circuito	149
7.5.3. Pasos usados para la síntesis	150
7.5.4. Prototipado	151
7.5.5. Otros aspectos	151
7.6. Resumen del capítulo	151
8. Realimentación	155
8.1. Introducción histórica	155
8.2. Qué es la realimentación negativa	155
8.3. Efectos sobre la ganancia	156
8.3.1. Análisis detallado	156
8.3.2. Una visión simplificada: principio de tierra virtual	158
8.3.3. Amplificadores operacionales	158

8.4. Respuesta en frecuencia de un sistema realimentado	159
8.5. Mejora de la linealidad de un sistema realimentado	163
8.6. Algunos otros ejemplos de sistemas realimentados	165
8.6.1. Amplificador no inversor	165
8.7. Ventajas de la realimentación negativa	165
8.8. Estabilidad de un sistema realimentado	166
8.9. Definición de la realimentación negativa	170
8.10. Realimentación positiva	170
8.11. Generador de funciones	170
8.11.1. Circuito comparador	171
8.11.2. Circuito integrador	173
8.11.3. Oscilador	174
8.11.4. El generador de funciones	176
8.11.5. Posibles mejoras en el generador de funciones	178
8.11.6. Detalles de implementación del generador	179
8.12. Resumen del capítulo	179
9. Realización de un amplificador de potencia	181
9.1. Introducción al capítulo	181
9.2. Cuestiones preliminares	181
9.2.1. ¿Qué es un amplificador de potencia	181
9.2.2. Altavoces	182
9.2.3. Medida de la potencia	183
9.2.4. ¿Cuánta potencia?	184
9.3. Una solución no demasiado buena	185
9.3.1. Amplificador con seguidor de emisor	185
9.3.2. Amplificador con seguidor de emisor y salida desacoplada en continua	186
9.3.3. Condensador de acoplo en la salida	188
9.4. Mejorando la eficiencia	189
9.4.1. Amplificador en clase B	189
9.4.2. En el término medio está la virtud	191
9.4.3. Lo importante es polarizar	191
9.4.4. Esquema ¿final?	194
9.4.5. Prestaciones	195
9.5. ¡Mas madera!	195
9.5.1. Supertransistores	195
9.5.2. A la conquista del vatio	197

9.5.3. Más potencia	198
9.5.4. Amplificadores en puente o cómo lograr que uno más uno sean cuatro	199
9.6. La red de Zobel	200
9.7. Poca distorsión ¿cuánta de poca?	201
9.8. Notas finales	203
9.8.1. Componentes para amplificadores de potencia	203
9.8.2. Regulación de la alimentación	203
9.8.3. Desacoplo	203
9.8.4. Bucles de masa	203
9.9. Para aprender más	206
9.10. Resumen del capítulo	206
10. Tópicos del audio	209
10.1. El ruido	209
10.1.1. El ruido térmico	209
10.1.2. La relación señal a ruido	210
10.2. Medidas con señales sinusoidales	211
10.2.1. Descomposición en series de sinusoides	211
10.2.2. Frecuencia fundamental y armónicos	212
10.3. La distorsión	212
10.3.1. Distorsión armónica	212
10.3.2. Un ejemplo	213
10.4. Analógico y digital	214
10.4.1. Muestreo a suficiente velocidad	216
10.4.2. Muestreo con suficiente resolución	216

Capítulo 1

Prefacio

1.1. ¿A quien va dirigido este libro?

Este libro ha sido escrito para todo aquel que quiera aprender electrónica y no sepa nada de ella o tenga unas leves nociones.

Se necesitan algunos requisitos previos: cierta soltura con las matemáticas (saber despejar ecuaciones) y un manejo fluido de las operaciones básicas. Si se dispone de conocimientos previos de aritmética de números complejos, será muy útil para comprender algunos de los pasos: de otro modo, los desarrollos pueden ser algo oscuros, pero nunca los resultados. Asimismo, leves conocimientos de trigonometría y funciones tales como exponenciales y logaritmos son deseables. Nada de ello imprescindible pero sí muy útil. Además, los conceptos necesarios se pueden aprender en pocas horas si se encuentra un buen texto o un buen profesor.

El objetivo del libro es el de guiar al lector en los primeros pasos en esta apasionante técnica. Nos adentraremos en ella tratando de ir comprendiendo conceptos sobre los que asentar nuevos descubrimientos. Por esta razón, se ha adoptado una estrategia eminentemente práctica, y no por populismo, sino porque la mejor forma de aprender electrónica es con el cerebro y el soldador.

Pero no lo interpretemos mal: este libro no contiene una guía detallada a la realización de unos pocos montajes: una fuente de alimentación, un oscilador, un mezclador o un amplificador de micrófono o de potencia. Es más y es menos: es más porque se pretende que el lector entienda el porqué de *todo* lo que hace, y es menos porque no contiene una guía detallada para la realización de todos y cada uno de los pasos. Y esto es así porque el autor entiende que esta es la mejor forma -tal vez la única- de aprender: aventurándose en lo desconocido con la ayuda de alguien que no nos va apartando las dificultades, sino que nos va poniendo en la posición de abordarlas por nosotros mismos.

El libro tiene una marcada orientación sobre los temas relacionados con el audio, entendido éste como la técnica que permite procesar, transmitir, almacenar y reproducir señales audibles. No es un libro específico, sino que centra los ejemplos y las descripciones en este ámbito, y lo hace de una forma somera, porque es un libro básico. Pero es un libro aconsejado para todo aquel que quiera aprender electrónica analógica. Y en realidad, para todo aquel que quiera aprender electrónica sin apellidos.

Para terminar, *este libro no va dirigido* a quienes ya poseen conocimientos sólidos en la materia, quienes *sólo* quieren aprender electrónica digital -grave error en la opinión del

autor- o quienes no cuentan con la base suficiente. Pero sobre todo, no va dirigido a quien no esté dispuesto a realizar el esfuerzo que siempre exige el aprender algo nuevo.

Pero me atrevo a asegurar que quien esté dispuesto a este esfuerzo, será recompensado con creces.

1.2. Estructura del libro

Esta obra se ha concebido como un todo, para ser leído de principio a fin, como si de una novela se tratase.

El capítulo 2 es un capítulo introductorio a la electrónica. Puede resultar algo árido para aquellos que buscan carnaza, pero presenta ya unos primeros ejemplos electrónicos como la presentación de los filtros pasivos paso alto y paso bajo.

En el capítulo 3 se empieza estudiando la fuente de alimentación, definiendo lo que es, analizando en detalle los componentes de los que forma parte y su función dentro de ella. Esto nos permitirá entender que existen unas maneras más adecuadas que otras de resolver algunos problemas y analizar de forma cuantitativa algunos parámetros. En el capítulo 4 damos un paso más con el diseño de una fuente de alimentación regulable, herramienta imprescindible de todo laboratorio electrónico. Incluye una sección dedicada a los reguladores lineales y otra a cómo construir medidores de corriente y tensión. En el capítulo 5 se alcanza el cúlmén, detallándose la construcción de la fuente y abordándose cuestiones como el manejo de un polímetro y un osciloscopio, cómo fabricar uno mismo circuitos impresos o cómo hacer buenas soldaduras. Incluso qué hacer si la fuente no funciona.

Cómo pensábamos que gran parte de los lectores contruirán la fuente propuesta, se ha dedicado el capítulo 6 al montaje de un divertido oscilador. Se analizará en detalle su funcionamiento y se propondrá una forma de prototipado rápido.

El capítulo 7 se propone una aproximación muy práctica al transistor bipolar. Tras introducir algunos conceptos previos como el de la polarización o el uso en modo lineal o en conmutación, se presentarán varias configuraciones básicas con las ecuaciones que determinan sus ganancias, haciendo especial énfasis en las aproximaciones que permiten determinar con rapidez los parámetros básicos, así como sus ámbitos de validez. Para cerrar el capítulo, se propone un amplificador para micrófono muy sencillo, efectivo y económico.

El capítulo 8 es el fruto del atrevimiento. Propone una aproximación intuitiva al concepto de realimentación positiva y negativa sin apenas carga matemática. Está plagado de ejemplos e introduce un componente extremadamente versátil: el amplificador operacional, que nos seguirá acompañando hasta el final del libro. El objetivo es el de aproximarnos a las virtudes y limitaciones de esta poderosa técnica. Asimismo, propone el montaje de amplificadores y de un oscilador. Si tras leer este capítulo se da un paso atrás, se podrán entender mejor algunos conceptos introducidos en el capítulo 7 a la luz de lo recién aprendido.

El capítulo 9 propone un nuevo montaje: el de un amplificador de potencia para audio. Ni más ni menos que un amplificador capaz de proporcionar una potencia considerable sobre un altavoz y con muy buena calidad musical, al alcance de la punta del soldador de un aficionado con un bolsillo modesto. Y más aún: entender como funciona, empezando por las ideas más intuitivas, y perfeccionándolo progresivamente.

Se cierra con el capítulo 10 dedicado al análisis técnico de algunos tópicos del audio.

Finalmente, se dispone de un índice de contenidos que permite encontrar referencias de palabras clave.

1.3. Aprender electrónica

¿Cómo se puede aprender electrónica? Seguro que de muchas maneras.

El autor quisiera mostrar su experiencia personal en la iniciación en éste apasionante mundo.

Aprendí electrónica del mismo modo en el que hoy sigo haciéndolo: observando los circuitos, pensando y peleando con ellos (y nunca contra ellos) en el banco de laboratorio, porque la realidad, la verdad de las cosas, no está dentro de mi cabeza, sino en el circuito que tengo delante. Quien dice: “esto es imposible” se equivoca. Quien dice “esto no lo entiendo, ¿porqué será?” va por buen camino.

Al inicio, conocí a una persona que hacía cosas apasionantes. Empecé a comprar revistas -en los años 80 había muchas y buenas revista de electrónica-, y a leerlas con pasión, aunque entendía poco. Buscaba libros. Tomaba notas e intentaba entender algunos bloques que se repetían. Seguía las explicaciones de los textos, y compartía mis averiguaciones con algunos amigos. En algunas bibliotecas encontré libros interesantes. Algunos trataban las lámparas de vacío, que aún recuerdo de los televisores de mi infancia. Recuerdo con especial cariño un libro que introducía paso a paso en la construcción de un gran polímetro analógico. Era un libro muy bueno y haber entendido gran parte de su contenido me llenó de satisfacción. Empecé a hacer circuitos impresos caseros con una técnica que me enseñó un amigo. Usaba un taladrador manual, y las finas brocas de 1 mm no duraban demasiado tiempo. Algunos de los montajes que hacía nunca funcionaron y esto es terrible. Es la mayor objeción que he encontrado a ser autodidacta: es poco común ser consciente de lo importante que es el probar todos los aspectos de las cosas que se montan o que se diseñan. Y claro, esto requiere medios, instrumentación. En cierto momento, compré un polímetro analógico con unos ahorrillos. Aunque mi nivel de inglés no era muy elevado, empecé a leer una revista inglesa que hoy ya no se publica, y que era realmente buena. Hacía bastantes montajes, y descubrí una tienda de componentes bastante barata y muy surtida. Llegó un momento en que los dependientes ya me conocían. Construí un amplificador HiFi doméstico a partir del diseño de una revista por muy poco dinero. Veinte años después, el amplificador sigue funcionando. No entendía más que algunas pocas cosas de aquel circuito, pero sonaba bien, y lo había construido con mis propias manos.

Soñaba con tener acceso a un osciloscopio. A veces podía mendigar el uso de uno por un par de horas a través de algunos amigos. Surgió una oportunidad de oro: una revista publicó algunos montajes electrónicos para la incipiente afición informática, y con el dinero que me pagaron pude llegar a comprar un osciloscopio. Empezaba a tener un pequeño stock de componentes que incluía transistores de germanio, material de desguace y una bolsita con los terminales sobrantes de los componentes, que son muy útiles.

Hoy me dedico profesionalmente a la electrónico y tengo un callo muy grande en los dedos, de modo que casi nunca me quemo con el soldador. Y sigo cometiendo errores y teniendo que dedicar tiempo a resolver problemas: sigo aprendiendo.

Con la electrónica se disfruta mucho, y se sufre mucho. Cuando me pongo delante del esquema de un circuito y lo voy desentrañando me lleno de satisfacción al ver cómo el ingenio del hombre convierte un concepto en una maraña de componentes que dan vida a un aparato útil. También es estupendo aprender un nuevo concepto teórico, o leer un texto que describe de manera magistral algo en lo que nunca se profundizó mucho. O depurar un circuito y encontrar un comportamiento extraño.

En otras ocasiones, uno tiene la sensación de ser como el detective de las novelas policíacas, que haciendo preguntas aquí y allá, inventando nuevas formas de medir, trata de averiguar la causa del crimen. Y acto seguido, castigar al culpable, lo que en algunas ocasiones es fácil y en otras, un drama. Las pesquisas pueden durar horas, días, semanas

o incluso meses, lo que es verdaderamente extenuante. Cuando todo parece ir mal, es el momento de tomarnos en serio la máxima: pensar antes de actuar. No es un mal consejo, incluso para cuando no todo sale mal.

Es poco común que un circuito complejo funcione a la primera. Después de montarlo y revisarlo, se aplica la alimentación y si no arde, ni consume excesivamente, estamos de suerte. Acto seguido se van probando partes de manera sucesiva, anotando cuidadosamente el resultado de las medidas y de las observaciones. Es mejor seguir un plan. Cuando algo no funciona o las prestaciones no son suficientes, hay que depurar el circuito. Tras notable tiempo y trabajo, se suele llegar a un punto en el que cansado y satisfecho, se da por válido -o por fracasado- el trabajo realizado. En este sentido, los fracasos no lo son tanto si -al menos- se ha identificado la causa del problema.

Normalmente lo más agradecido es hacer cosas para los amigos, porque te dan las gracias de una forma especial: ciertamente para mucha gente esto de los electrones es magia negra, y que las cosas vengan directamente del mago en lugar de por encima del mostrador de una tienda, es una novedad.

Y con la electrónica se sufre mucho. Es como el músico que sufre al componer una música que le apasiona. El juez es el banco de laboratorio primero y el cliente al final. Jueces implacables, pero útiles que convierten en cuestión de segundos la presunción en humillación, o mejor, en humildad, porque me recuerdan que no soy medida de las cosas, que no puedo imponer mi criterio a las cosas que nos rodean, sino someter mi razón a la realidad. Algo puede ser estupendo en el papel, pero si no funciona como debe, ¿de qué sirve?. Si se acepta, es bonita esta forma de amor por la realidad, porque educa profundamente. Se sufre, pero ayuda a vivir: uno piensa que construye cacharros, pero son los cacharros los que le construyen a uno.

Capítulo 2

Introducción

2.1. Presentación del capítulo

Hubiera preferido que este capítulo no existiera, y haber empezado directamente con un circuito electrónico. Sin embargo me parecía que esto simplemente no era posible. Pido al lector benevolencia y atención, porque lo bueno empieza, realmente, un poco más adelante.

2.2. ¿Qué es la electrónica?

2.2.1. Un poco de perspectiva

La electrónica evoluciona a partir de la física en la medida en que el descubrimiento de nuevos componentes (denominados electrónicos) abren perspectivas inesperadas: primero las lámparas termoiónicas (a principio del siglo XX), luego los transistores (años 50) y por último los circuitos integrados (años 60) marcan una evolución imparable. La electrónica tiene una historia muy corta. A pesar de todo, es algo sorprendente el grado de madurez alcanzado en tan poco tiempo. Esto ha sido debido a grandes hombres, que han dejado huellas imborrables.

En poco tiempo surge la especialización, y se convierte en un área muy compleja, que tras el nombre surge un apellido: electrónica analógica y digital. La segunda está rodeada de una aureola de calidad, pero esto obedece más al efecto de un marketing específico que a la lealtad con la realidad.

La electrónica es una ingeniería, aunque es posible afrontarla de un modo muy empírico y muy poco formal. Es muy susceptible de usarse la prueba y el error (método que no es válido por ejemplo en la arquitectura, aunque se usa profusamente en la medicina). Muchas personas afirman que están gobernada por leyes derivadas de la Magia Negra. Sin embargo, la experiencia muestra que si la razón se usa adecuadamente¹, con mayor o menor dificultad es posible explicar todo desde un punto de vista formal.

¹Desde la Ilustración, en occidente se entiende la razón como la medida de las cosas: lo que yo entiendo es razonable y lo que no soy capaz de entender, no lo es. Según el ejemplo citado, se dice que la electrónica es Magia Negra, expresión que es posible oír a gente con décadas de experiencia a sus espaldas.

Sin embargo, esta es una visión pobre y reducida de la razón: esta es, por naturaleza, apertura a la realidad. Si hay algo que no comprendo, debo estar abierto a posibles explicaciones a este hecho. Si mi explicación no es capaz de explicar un aspecto, debo tratar de profundizar en la veracidad de la explicación o del efecto no explicado, pero nunca censurarla como si no existiera.

2.2.2. Inciación a la electrónica

Parece una persona que quiere iniciarse, lo mejor es empezar por las revistas (Elektor, Resistor, Nueva Electrónica). Asimismo existen libros muy buenos y otros, no tan buenos². Pero antes de hacer una compra, conviene echar un vistazo al contenido.

Los kits de circuitos suelen ser una buena forma de introducción, pero no facilitan por sí mismos el aprendizaje, ya que cada vez más, y con objeto de reducir costos, se tienden a reducir las explicaciones del funcionamiento a la mínima expresión. Asimismo, el uso intensivo de circuitos integrados en los kits permite obtener precios muy ajustados, pero dificultan enormemente las explicaciones didácticas y la experimentación.

2.3. Magnitudes Básicas

Para explicar la electricidad, tradicionalmente se ha usado el símil hidráulico, que es bastante apropiado. Haremos referencia a él.

2.3.1. Corrientes

La corriente eléctrica es una medida del número de electrones que pasa por un conductor por unidad de tiempo. En el símil hidráulico, se asocia al caudal: la cantidad de agua que atraviesa una tubería por unidad de tiempo.

Se mide en Amperios (A). Un Amperio es igual a un Culombio por Segundo. Un electrón tiene una carga de $3,6 \cdot 10^{-18}$ culombios. Una corriente de 1A corresponde, por tanto, a $2,78 \cdot 10^{17}$ electrones/sec. Parece mucho, pero no es tanto, si consideramos a la velocidad a la que llegan a trabajar algunos circuitos electrónicos, y a las bajas corrientes a las que lo hacen.

Resumiendo: la corriente eléctrica es una magnitud que *atraviesa, que recorre* un circuito.

2.3.2. Tensiones

La tensión es una medida de la diferencia de potencial, diferencia de alturas. No es, por tanto una medida absoluta, sino 'algo' que existe necesariamente entre dos puntos de un circuito. Sin embargo, comunmente se obvia esta cuestión, refiriéndose todas las medidas de tensión a una referencia que se denomina *masa*.

Se mide en Voltios (V).

En ocasiones se denomina *voltaje*, pero *tensión* es una expresión más elegante.

2.3.3. Resistencias

La resistencia, como su nombre indica, es la medida de la dificultad que presenta un circuito al paso de la corriente eléctrica. Sería algo que tiene que ver con la sección

Y todo ello por lealtad a la realidad. Sin esta lealtad no se puede ser un hombre pleno, ni siquiera un electrónico competente y apasionado. Puede parecer una disquisición filosófica fuera de contexto, pero está en la base de la postura que una persona tiene ante un circuito que no funciona, o que 'parece' que funciona.

²Sin duda, el presente pertenece a la primera categoría :-)

o la forma de la tubería. Es una magnitud intrínseca a un componente, a cualquier conductor.

Se mide en Ohmios (Ω).

Una magnitud semejante a la resistencia es la *impedancia*. Tiene la misma magnitud y representa igualmente una dificultad de paso, pero en este caso, lo hace sin generar calor como en el caso de una resistencia. En el apartado 2.5 ahondaremos más en ello.

2.3.4. Tiempo y frecuencia

El tiempo no es necesario definirlo. Pero se abren ante nosotros medidas de tiempos nuevos: desde los nanosegundos a los segundos (ver apartado 2.3.5)

La frecuencia se usa para caracterizar señales periódicas: mide cuantas veces se repite el patrón básico en la unidad de tiempo. Si el periodo de este patrón básico se denomina T y la frecuencia F , resulta:

$$F = \frac{1}{T} \quad (2.1)$$

Las frecuencias, se miden en ciclos por segundo, y de forma más propia en Hertzios, que se abrevian en Hz (la primera mayúscula y la segunda minúscula).

Ejemplo: la nota musical LA tiene una frecuencia de 440 Hz. Esto quiere decir que los picos de las ondas de presión se repiten cada 2,27 ms.

2.3.5. Multiplicadores

Se denominan multiplicadores a prefijos que usamos para indicar magnitudes más o menos pequeñas. Han sido definidas por el Sistema Internacional de medidas, y los usamos alguno de ellos muy comunmente. Los más habitales en la electrónica son:

Prefijo	Nombre	Factor
M	Mega	10^6
K	Kilo	10^3
m	mili	10^{-3}
μ	micro	10^{-6}
n	nano	10^{-9}
p	pico	10^{-12}

Existe una costumbre que puede resultar algo chocante. Las copiadoras defectuosas añaden pequeños puntitos en cualquier lugar, y al fotocopiar un esquema un par de veces entra la duda de si donde dice 47 no serán 4,7. Pues para evitar este tipo de dudas, es muy común que para nombrar el valor de un componente, en la posición del punto decimal se escriba el factor de escala. De este modo podemos decir que una resistencia tiene un valor de 3k3, lo que quiere decir que vale 3,3 k Ω ó 3300 Ω , o que un condensador tiene 4p7, que es igual a 4,7 pF.

Se observará asimismo que como el símbolo Ω es algo difícil de escribir, es normal nombrar a las resistencias como R, k o M, para indicar su valor en Ohmios, kilo-ohmios o Mega-Ohmios. Así pues en un esquema es habitual usar la expresión 4R7 para una resistencia de 4,7 Ω .

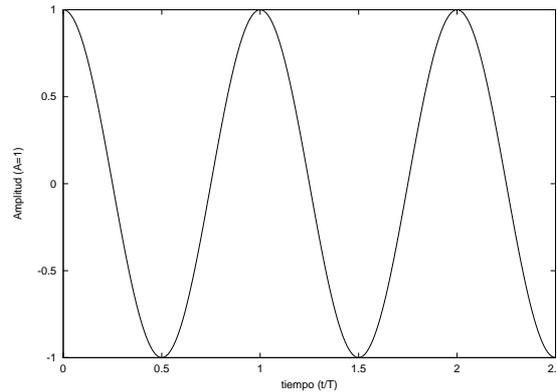


Figura 2.1: Forma de onda sinusoidal

2.3.6. Señales continuas

Una señal continua es aquella que no varía su magnitud con el tiempo o lo hace de manera muy lenta. Por ejemplo, una pila es una fuente de tensión continua.

Una señal continua está caracterizada por el valor de su magnitud. En el ejemplo anterior, 1,5 Voltios para una pila de carbón-zinc.

2.3.7. Señales alternas

Una señal alterna es aquella que varía con el tiempo.

Ejemplos de señales eléctricas alternas son: la tensión de la red de distribución eléctrica, la señal proveniente de un micrófono³ que capta una conversación, o el campo eléctrico y magnético radiado por una emisora de radiofrecuencia.

De todas las señales alternas, hay un grupo de ellas especialmente interesante: se trata de las *señales sinusoidales*. Se trata de señales periódicas con forma de ola, matemáticamente descritas por la ecuación:

$$x(t) = A \cdot \cos\left(2\pi \frac{t}{T}\right) \quad (2.2)$$

En la fórmula, A representa la *amplitud de pico*, esto es, el valor máximo, y tiene la magnitud de la señal. La constante T representa el *periodo* de la señal, y tiene magnitud de tiempo.

Se denomina *fase* al término entre paréntesis de la ecuación 2.2. Tiene dimensiones angulares y se mide en grados o radianes⁴.

En la figura 2.1 podemos ver una representación de una señal sinusoidal.

Ejemplo: La tensión de la red de distribución eléctrica de 220 Voltios eficaces, tiene una tensión de pico de 311 Voltios, y un periodo de 20 ms, que corresponde a una frecuencia de 50 Hz.

³El micrófono es un aparato que convierte variaciones de presión del aire, en movimiento, y este en una débil corriente eléctrica. Para un mayor detalle, ver el apartado 7.5.1.

⁴Una circunferencia (o si se prefiere, un periodo) tiene 360 grados o 2π radianes.

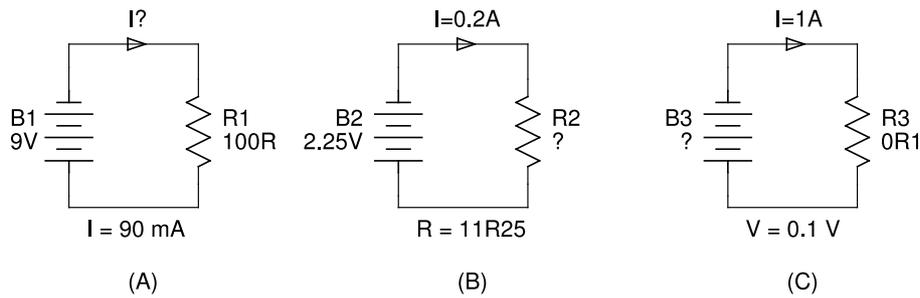


Figura 2.2: Ejemplos aplicación de la Ley de Ohm

2.4. Aparato Matemático básico

Del mismo modo que un libro de carpintería no se concibe sin el recurso a dimensiones de las piezas, un libro como el nuestro necesita de matemáticas y montajes. Algunas cosas se pueden simplificar enormemente, pero las matemáticas son imprescindibles.

2.4.1. Las 'tres' Leyes de Ohm

La Ley de Ohm es sólo una, pero hay que aprenderse de memorias sus tres variantes:

$$I = \frac{V}{R} \quad (2.3)$$

$$R = \frac{V}{I} \quad (2.4)$$

$$V = I \cdot R \quad (2.5)$$

Las Leyes de Ohm indican la relación que hay entre la corriente eléctrica (I) que pasa por una resistencia (R) y la tensión que hay en bornes de ellas (V).

Esto quiere decir que la resistencia de un circuito, la corriente que lo atraviesa y la caída de potencial están ligadas: no son independientes.

Veamos unos ejemplos, ilustrados en la figura 2.2:

1. Si tenemos un conductor resistivo con un valor de 100Ω , y lo conectamos a una fuente de tensión (por ejemplo una pila de 9 Voltios), la corriente que circula por el circuito está ya determinada, no puede ser cualquiera. Lo podemos calcular y es de $I = \frac{V}{R} = \frac{9}{100} = 90 \text{ mA}$
2. Cogemos una bombilla de linterna y en el casquillo vemos la leyenda $V=2,25 \text{ Volt}$, $I=0,2 \text{ A}$. Esto quiere decir que cuando se conecta a una fuente de tensión de 2,25 Voltios (una pila, aunque no hay pilas de esta tensión), la corriente que la atraviesa es de 0,2 A. El filamento de la bombilla⁵ presentará una determinada resistencia, que podemos calcular: $R = \frac{V}{I} = \frac{2,25}{0,2} = 11,25 \Omega$

⁵Este valor no coincide con el que podemos medir con un instrumento de medida cuando la bombilla está apagada, ya que al brillar, el filamento alcanza una temperatura muy alta, lo que eleva notablemente su resistencia. Los datos están tomados de un ejemplo real, en el que se ha medido una resistencia en frío de 1.3Ω .

3. Si una resistencia de un valor conocido (por ejemplo $0,1 \Omega$) es atravesada por una corriente de 1 A (lo sabemos porque lo hemos medido), la tensión que cae en bornas de la misma no puede ser cualquiera: está determinada, y vale $V = I \cdot R = 1 \cdot 0,1 = 0,1 \text{ V}$

Este es un punto básico en el que hay que detenerse si no se ha comprendido bien. Sólo tiene sentido avanzar si se haya perfectamente dominado.

2.4.2. Cálculo de potencias

La potencia permite cuantificar la realización de un cierto trabajo por unidad de tiempo. En circuito electrónico, la potencia se genera en forma de calor (es el caso de la un infiernillo eléctrico), movimiento (la onda de presión que produce un altavoz) o radiación (la antena de una emisora de radio, cómo la de un teléfono móvil, o la luz de una bombilla).

La potencia se puede calcular como el producto de la tensión por la corriente. Se mide en vatios.

$$P = I \cdot V \quad (2.6)$$

Ejemplo: La potencia disipada por la bombilla de la figura 2.2-B es de $0,45 \text{ W}$ (450 mW).

Esta fórmula es válida sólo cuando el circuito es resistivo, y la potencia se disipa en forma de calor o de movimiento. No vale si la corriente y la tensión no están en fase (esto es, el circuito que se analiza no tiene un comportamiento resistivo). Asimismo, es aplicable sólo para tensiones y corrientes continuas ó eficaces. De nuevo veremos más adelante la aplicación para tensiones y corrientes alternas.

2.4.3. Ley de Kirchoff

La ley de Kirchoff se puede expresar en los siguientes términos: la suma de las corrientes que entran en un nudo es nula. Dicho de forma más sencilla: "la corriente que entra, sale". Es algo tan intuitivo que lo aplicaremos casi sin darnos cuenta.

2.4.4. Exponenciales y logaritmos. Los decibelios

2.4.4.1. Los decibelios

Los decibelios no 'son' una cosa, sino que expresan una 'relación' entre magnitudes, esto es, cuantas veces algo es más grande que otra cosa.

Ejemplo: Una persona de 36 años es aproximadamente 5 dB más viejo que una persona de 12 años.

Una definición formal es:

$$X(\text{dB}) = 10 \log \left(\frac{A}{B} \right) \Rightarrow \frac{A}{B} = 10^{\frac{X}{10}} \quad (2.7)$$

El factor 10 es el que da el prefijo *deci* al *belio* (en honor de Bell).

Se representa por la expresión dB (minúscula y mayúscula). Cosas de la tradición con las que se debe ser cuidadoso, porque si se escribe de otra forma, queda feísimo.

2.4.4.2. ¿Porqué se miden cosas en decibelios?

Hay dos razones:

- Hay muchas magnitudes que se mueven entre valores muy dispares, de modo que es algo más cómodo decir que la ganancia de un amplificador operacional es de 109 dB que de⁶ 300.000 ó $3 \cdot 10^5$
- Los logaritmos convierten la multiplicaciones en sumas. Si yo tengo un amplificador de micrófono con tres etapas, la primera con una ganancia de 10 dB, la segunda y tercera con 20, la ganancia total es $G = 10 + 20 + 20 = 50$ dB.

2.4.4.3. Algunas relaciones básicas

Con las siguientes relaciones básicas, es posible convertir relaciones naturales de y a decibelios de forma mental:

- 1 = 0 dB
- 2 = 3 dB
- 5 = 7 dB
- 10 = 10 dB
- 100 = 20 dB

2.4.4.4. Complicaciones

No todo es tan sencillo: cuando se habla de magnitudes eléctricas, los decibelios se aplican siempre para relaciones de *potencias*. De modo que si medimos una relación entre potencias, aplicaremos la fórmula:

$$X(dB) = 10 \log \left(\frac{A}{B} \right) \Rightarrow \frac{A}{B} = 10^{\frac{X}{10}} \quad (2.8)$$

Pero si la relación es entre tensiones, aplicaremos:

$$X(dB) = 20 \log \left(\frac{A}{B} \right) \Rightarrow \frac{A}{B} = 10^{\frac{X}{20}} \quad (2.9)$$

Veamos dos ejemplos:

1. La potencia de radiofrecuencia se mide habitualmente en *dBm*. Se define esta unidad como la potencia de una señal referida⁷ a 1 mW. Una emisora en la que medimos 30 dBm, transmite una potencia de 1W.

⁶¿Error? No. Ver apartado 2.4.4.4.

⁷Recordamos que los dB miden siempre RELACIONES y no magnitudes?



Figura 2.3: Bobina y condensador

2. Si un amplificador de tensión tiene una ganancia en tensión de 100 veces, significa que es capaz de multiplicar la potencia⁸ de una señal por 10.000 veces. La ganancia del mismo es de 40 dB.

2.4.5. Números complejos

No hay que asustarse al pensar que se tratan de números difíciles. Un número complejo es uno que tiene dos dimensiones (denominadas parte real e imaginaria) o si se prefiere, que tiene amplitud y fase (ver apartado 2.3.7).

Los números complejos son un artificio matemático para trabajar con dos parámetros al precio de uno, lo que ciertamente simplifica las cosas. Se utiliza para representar corrientes, tensiones que varían de forma sinusoidal o impedancias (ver apartado 2.5).

No nos preocupemos si no tenemos soltura en su manejo: no será imprescindible.

2.5. Impedancias

2.5.1. Concepto

Una *bobina* es un trozo de hilo conductor bobinado en espiral (ver figura 2.3). Respecto a la corriente continua es un tozo de hilo de baja resistividad. Sin embargo, cuando hacemos pasar por él una señal alterna, esta crea un campo magnético variable, tal y como se describe la Ley de Faraday. El campo magnético es proporcional a la frecuencia de la corriente. Este campo magnético induce a su vez una corriente sobre el hilo. Esta corriente tiene signo opuesto a la de que circula por la bobina, lo que se manifiesta en una cierta oposición a la de entrada, de modo que, cuanto más alta es la frecuencia de la señal, más dificultad presenta a su paso.

Un *condensador* es un componente formado por dos láminas separadas por un dieléctrico (aislante). Ver la figura 2.3. Frente a la corriente continua es un circuito abierto. Sin embargo, al conectar el condensador a una determinada tensión, las láminas se cargan dando lugar a un determinado campo electrostático. Si cambiamos la tensión, la carga se redistribuye, pero esta redistribución de carga produce una corriente eléctrica. Cuanto más rápida es la variación de la tensión, mayor es la corriente que circula. De este modo, si lo enfrentamos a un generador de corriente alterna, observamos paso de corriente. Tanto más cuanto mayor es la frecuencia.

En ambos casos, nos encontramos con un fenómeno similar al concepto de resistencia, pero distinto en cuanto que:

1. Es dependiente de la frecuencia.

⁸Siendo formales, esto es así si las impedancias de entrada y salida son las mismas. Aun no siéndolo, la ganancia en potencia sería distinto, pero el principio enunciado es el mismo: la ganancia de tensiones se calcula con $20 \cdot \log$.

2. Provoca que la corriente y la tensión no estén en fase⁹: ante una tensión sinusoidal, los picos de corriente no corresponden con los picos de tensión, sino que unos y otros están desplazados 90 grados.

Ninguno de estos dos efectos tenían lugar con la resistencia, en la que el valor instantáneo de la corriente depende sólo del valor instantáneo de la tensión y de la resistencia, que es un valor constante. En una resistencia, tensión y corriente están siempre en fase.

2.5.2. Definición formal

La impedancia se representa habitualmente con la letra Z , y tiene dimensiones de Ohmio. En el caso más genérico, es un número complejo.

La *resistencia* es un caso particular de la impedancia, en la que esta toma un valor real.

$$Z_R = R \quad (2.10)$$

La *impedancia* de una bobina de inductancia L y de un condensador de capacidad C depende de la frecuencia (f) y se **define** como:

$$Z_L(f) = j \cdot 2\pi fL \quad (2.11)$$

$$Z_c(f) = \frac{1}{j \cdot 2\pi fC} \quad (2.12)$$

El parámetro ' j ' es la variable imaginaria. Tal vez el lector esté acostumbrado a referirse a ella como ' i ', pues es la forma tradicional que utilizan los matemáticos, pero en ingeniería se utiliza esta otra expresión y esta será la que usemos. Sin embargo, no nos preocupemos por el momento por el asunto de los números complejos, y trabajemos sólo con los módulos.

Un número complejo se puede representar como su módulo y su fase. El módulo de la impedancia indica cómo varía esta con la frecuencia, y es un número real. La fase indica la relación entre la fase de la corriente y la tensión, y en muchas ocasiones podemos obviarlo.

En resumen, quedémonos con el hecho de que el módulo de la impedancia de una bobina es proporcional a la frecuencia, y la de un condensador inversamente proporcional a la misma. Siendo formales:

$$|Z_L(f)| = 2\pi fL \quad (2.13)$$

$$|Z_c(f)| = \frac{1}{2\pi fC} \quad (2.14)$$

Las leyes de Ohm tienen validez para impedancias, ya sea trabajando con su representación compleja o en módulos. Si trabajamos con números complejos, nos dan su amplitud y su fase, y si con módulos, sólo la amplitud.

⁹Se dice que dos señales sinusoidales están en fase si sus máximos (y mínimos) tienen lugar en el mismo instante de tiempo.

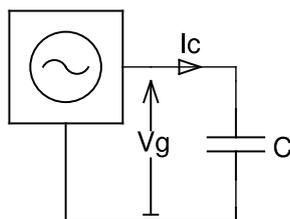


Figura 2.4: Corriente a través de un condensador

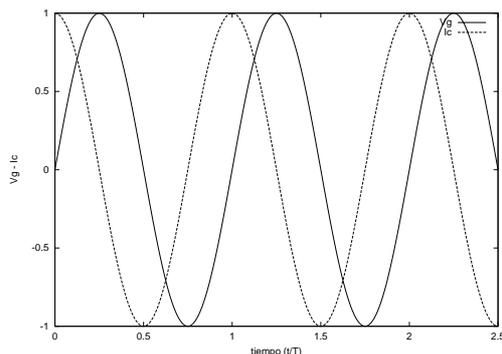


Figura 2.5: Corrientes y tensiones a distintas frecuencias

Ejemplo: Conectamos un condensador a un generador sinusoidal (ver figura 2.4), la corriente resultante será:

$$I_c = \frac{V_G}{Z_C} = j \cdot 2\pi \cdot f \cdot C \cdot V_G \quad (2.15)$$

Este resultado debe ser interpretado en estos términos: la corriente será una senoide de la misma frecuencia del generador, cuyo

- Módulo es igual a $2\pi f C V_G$ (proporcional a la tensión del generador V_G , a la frecuencia f y la capacidad del condensador C).
- Fase es la del generador, retrasada 90 grados¹⁰

Es decir, que corriente y tensión son sinusoides desplazadas en el tiempo una respecto a la otra: veamos la figura 2.5, que representa las tensiones y corrientes de la figura 2.4 normalizadas¹¹.

En el apartado 2.6.6 veremos un ejemplo que aclarará los conceptos.

2.6. Ejemplos

Los ejemplos que siguen deberían servir para comprobar la comprensión de algunos de los conceptos introducidos hasta el momento.

¹⁰Dejemos esta afirmación como está, aunque no ha sido justificada formalmente

¹¹Normalizadas, quiere decir que se considera que el valor de pico es la unidad. El resultado real será el de multiplicar la señal normalizada por el valor de pico real.

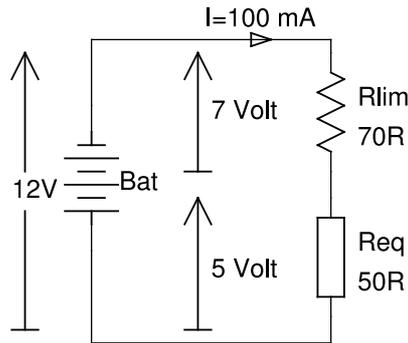


Figura 2.6: Regulador sencillo

2.6.1. Fuente de alimentación de los trogloditas

Volvamos a la época en que los transistores eran de piedra y los dinosaurios poblaban la tierra.

Supongamos que tenemos un pequeño gramófono eléctrico que queremos usar en el troncomóvil para amenizarnos un largo viaje. Hemos pensado que podríamos usar la batería de 12 V del vehículo. Pero el manual del gramófono dice que éste se alimenta a 5 Voltios y que consume 100 mA. ¿Algo podemos hacer?.

Una primera respuesta sería la de reducir la tensión mediante el uso de una resistencia serie (R_{lim}), tal y como se muestra en la figura 2.6. El magnetófono se comporta igual que una resistencia¹² de 50 Ω (una caída de 5 Volt con un consumo de 0,1 A son 50 Ω , ¿no es cierto?). En la resistencia serie deben caer 12-5=7 Volt. Para una corriente de 100 mA, esto corresponde a una resistencia de 70 Ω .

El artefacto que hemos construido se denomina regulador, pero tiene unas prestaciones muy malas, porque sólo da a la salida la tensión deseada si la carga es la estipulada. Variaciones de la misma, darán variaciones de la tensión de salida. Bien pudiera suceder que el gramófono saliera mal parado del experimento, y de seguro que la calidad del sonido no sería buena.

Más adelante construiremos una fuente de alimentación (capítulo 3 y 4) que no tiene este problema.

2.6.2. Resistencia de limitación de un LED

Un LED es un dispositivo que ha sido construido para emitir luz. Eléctricamente se comporta como un diodo. En el apartado 3.4.2.3 lo analizaremos con más precisión. Ya que muchos aparatos electrónicos los usan, su aspecto será familiar para muchos.

Observemos la figura 2.7. Tenemos una fuente de tensión de 12 Voltios (por ejemplo una batería de plomo como las que se usan en coches o motocicletas). Queremos calcular el valor de la resistencia serie que se necesita. Un LED rojo necesita una tensión en bornas de aproximadamente 2 Voltios, bastante constante al variar la corriente que lo atraviesa. Podríamos decir que cuando está alimentado se comporta como una pequeña pila, pero a diferencia de aquella, la diferencia de potencial desaparece al retirar la corriente que pasa a través de él. Por otro lado, cuando lo atravesamos con una corriente de 10 mA, se logra una iluminación más que notable. Con 20 mA luciría más, pero 10 mA está muy bien.

¹²Se dice que su *resistencia equivalente* es de 50 Ω

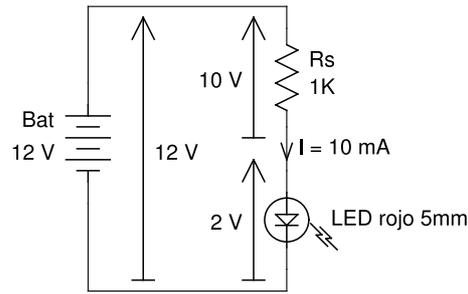


Figura 2.7: LED con una resistencia serie de limitación

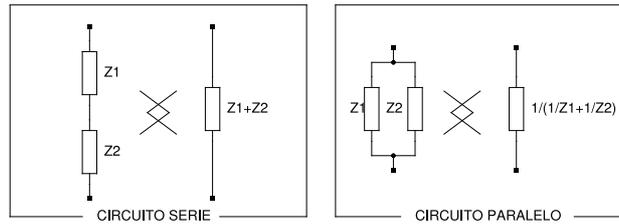


Figura 2.8: Circuitos de impedancias serie y paralelo

Vamos a calcular el valor de la resistencia serie R_s que necesitamos.

Los 12 Voltios de la fuente se reparten entre el LED y la resistencia. Como ya hemos dicho que en el LED caen aproximadamente 2 Volt, el resto es para la resistencia: 10 Voltios.

La corriente que pasa por el diodo LED es la misma que pasa por la resistencia (Ley de Kirchoff). Para que con una corriente de 10 mA la caída en la resistencia sea de 10 Volt, esta debe tener un valor de 1 K Ω .

2.6.3. Potencia disipada en una resistencia

En el ejemplo del apartado 2.6.1, hemos de calcular la potencia disipada en la resistencia, ya que esta potencia es calor, y si usamos un componente demasiado pequeño, éste se calentará excesivamente y terminará quemándose y tal vez produciendo quemaduras al incauto aficionado.

Como hemos visto en la ecuación 2.6, la potencia disipada (en forma de calor) en R_{lim} es $P = I \cdot V$, y por tanto 0,7 W. Es una potencia no despreciable, y deberíamos usar un componente voluminoso, especificado al menos para 2 W, capaz de disipar todo este calor sin subir demasiado su temperatura.

2.6.4. Componentes en serie y paralelo

En la figura 2.8 se muestra la equivalencia circuitos de impedancias en serie y paralelo. Demostremos formalmente la equivalencia del circuito en paralelo, y dejemos para el lector la demostración del circuito serie, mucho más simple.

La tensión en bornas de Z_1 y Z_2 es la misma, que llamaremos V_{eq} . La corriente que circula por el conjunto I_{eq} , será igual a la suma de la que pasa por Z_1 y Z_2 .

$$Z_{eq} = \frac{V_{eq}}{I_{eq}} = \frac{V_{eq}}{I_{Z1} + I_{Z2}} = \frac{V_{eq}}{\frac{V_{eq}}{Z1} + \frac{V_{eq}}{Z2}} = \frac{1}{\frac{1}{Z1} + \frac{1}{Z2}} \quad (2.16)$$

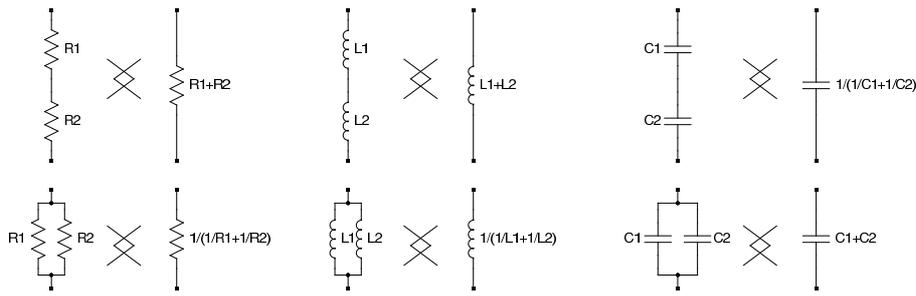


Figura 2.9: Circuitos R, L y C en serie y paralelo

Esta fórmula también puede escribirse como:

$$\frac{1}{Z_{eq}} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \quad (2.17)$$

Si quisiéramos ver cómo queda esta equivalencia para circuitos de resistencias, bobinas o condensadores, bastaría aplicar las ecuaciones ya vistas. El resultado se resume gráficamente en la figura 2.9.

2.6.5. Divisor resistivo

El circuito de la figura 2.10 se denomina *divisor resistivo*. Es un circuito muy interesante.

Toda la corriente que atraviesa \$R_1\$ lo hace también por \$R_2\$ toda vez que la corriente de salida (\$I_o\$) es nula.

Resulta pues que:

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{R_1 + R_2} \quad (2.18)$$

Por tanto:

$$V_o = I_{in} \cdot R_1 = V_{in} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (2.19)$$

Es muy conveniente escribir fracciones en las que numerador y denominador tienen las mismas unidades. Ayuda a entender el significado de las ecuaciones y detectar posibles errores.

La relación entre entradas y salidas es:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (2.20)$$

La tensión de salida es proporcional a la de entrada a través de un factor constante, que no depende del valor absoluto de las resistencias sino de la relación de valores entre las mismas:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \quad (2.21)$$

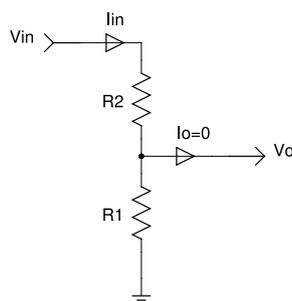


Figura 2.10: Divisor resistivo

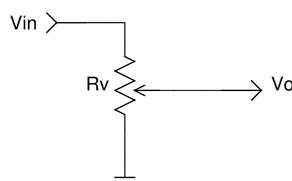


Figura 2.11: Ejemplo de uso divisor resistivo: control de nivel

Además la tensión de salida variará entre cero (cuando $R1=0$) y la tensión de entrada (cuando $R2=0$). Por esta razón se llama *divisor de tensión*.

El divisor de tensión se utiliza con profusión, por lo que es muy deseable memorizar la fórmula de la relación entrada a salida (ecuación 2.20).

En la figura 2.11 vemos un ejemplo de uso del divisor de tensión en un control de volumen de un amplificador. En ella se muestra un componente que se denomina *potenciómetro*, que está hecho con un material resistivo y tiene un cursor deslizante que se puede conectar a un punto intermedio de la resistencia. Siguiendo el esquema de la figura 2.10, $R1 + R2$ es constante. Si el cursor está en el extremo inferior, $R1$ tendrá un valor pequeño y $R2$ grande, y la señal de salida estará muy atenuada. Si es en el extremo superior, $R2$ es grande y $R1$ pequeño, y el nivel de la señal resultante será grande.

Intuitivamente, podemos ver que, si la diferencia de potencial en la entrada es como una altura, esta se reparte de forma escalonada a través de la resistencia R_v . Cuanto mayor sea la parte de resistencia seleccionada, mayor será la diferencia de potencial (respecto a masa) que tendremos a la salida.

2.6.6. Filtro paso bajo

Consideremos el circuito de la figura 2.12. En ella vemos un circuito similar al divisor resistivo de la figura 2.10, sólo que la resistencia $R1$ ha sido sustituida por un condensador. Intuitivamente podemos adivinar que, como la impedancia del condensador disminuye con la frecuencia, el circuito va a atenuar las altas frecuencias más que las bajas. Vamos a ver de qué manera.

Para ello, vamos a desplegar nuestras ecuaciones recién estrenadas del divisor de tensión (fórmula 2.20).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{1}{j2\pi fC}}{\frac{1}{j2\pi fC} + R} = \frac{1}{1 + j2\pi fRC} \quad (2.22)$$

Si llamamos f_c , *frecuencia de corte* a

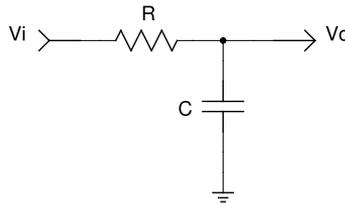


Figura 2.12: Filtro paso bajo

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.23)$$

resulta una expresión muy sencilla:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 + j\left(\frac{f}{f_c}\right)} \quad (2.24)$$

Quienes no tengan soltura con los complejos pueden usar las siguientes ecuaciones.

$$\text{mod}\left(\frac{V_o}{V_i}\right) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}} \quad (2.25)$$

$$\text{fase}\left(\frac{V_o}{V_i}\right) = -\arctan\left(\frac{f}{f_c}\right) \quad (2.26)$$

Pero en realidad ni siquiera estas ecuaciones necesitaremos. Si representamos gráficamente la amplitud y la fase resultante, su resultado se muestra en la figura 2.13. En ellas se muestra la frecuencia en escala logarítmica, la amplitud en decibelios y la fase de forma lineal. Hay que reconocer que con estos trucos, resultan unas figuras muy bonitas.

Simplificando un poco, podemos decir que por debajo de la frecuencia de corte la amplitud de la señal queda prácticamente inalterada. Para frecuencias por encima de la de corte, la amplitud disminuye a ritmo de 20 dB por *década*¹³. Dicho de otro modo, al multiplicar por diez la frecuencia, la amplitud disminuye a la décima parte. Simplificando la ecuación 2.25, podemos decir:

$$\text{mod}\left(\frac{V_o}{V_i}\right)_{f < f_c} \sim 1$$

$$\text{mod}\left(\frac{V_o}{V_i}\right)_{f > f_c} \sim \frac{f_c}{f}$$

Respecto a la fase, podemos decir que a la frecuencia de corte tenemos un desfase de 45 grados, y que este alcanza cifras cercanas a los 90 grados de retardo una década por encima.

La variación de la amplitud y la fase es simultánea. En resumen:

¹³Década significa un salto de diez veces en frecuencia. Es muy común también el término *octava*, usado por los músicos, que se refiere a un salto del doble de frecuencia.

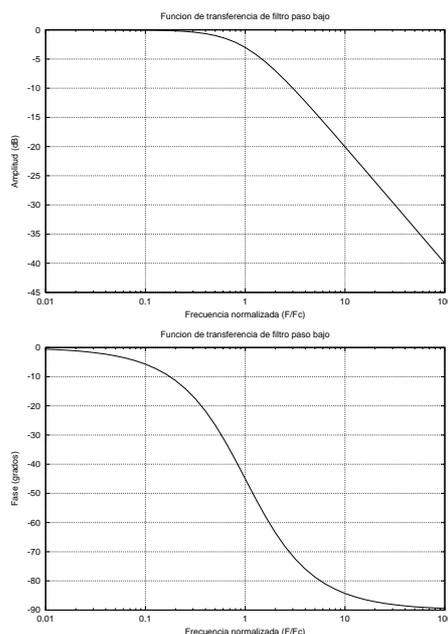


Figura 2.13: Función de transferencia de amplitud y fase de un filtro paso bajo

- A baja frecuencia (bien por debajo de la frecuencia de corte) el filtro deja pasar las señales sin alterarlas.
- A frecuencias medias (en el entorno de la frecuencia de corte), la atenuación es de 3 dB (0,7 veces la amplitud) y la salida está retardada unos 45 grados respecto a la entrada.
- A frecuencias altas (bien por encima de la frecuencia de corte), el filtro atenúa progresivamente las señales al aumentar la frecuencia de las mismas. El desfase entre entrada y salida es aproximadamente constante e igual a 90 grados.

Por ello, el filtro recibe el nombre de *paso bajo*, pues deja pasar las bajas frecuencias inalteradas, atenuado las altas.

Cuando hablamos de circuitos de audio, suele ser mucho más importante la respuesta en amplitud que en fase, ya que el oído humano es poco sensible a la variación de la fase. Sin embargo, en otras aplicaciones, la respuesta en fase puede ser vital (por ejemplo, cuando estudiemos la realimentación en el capítulo 8).

Una aplicación (entre miles) de un filtro paso bajo la encontramos en los circuitos reproductores de cintas de cassette. Las cintas de hierro requieren un filtro paso bajo con una constante de tiempo (τ) de $120 \mu\text{s}$, para compensar el realce introducido en la grabación.

$$\tau = RC \Rightarrow f_c = 1,3 \text{ kHz}$$

Este esquema permite reducir el efecto del ruido de alta frecuencia de las cintas, a base de reforzar frecuencias altas en grabación y reducirlo en reproducción.

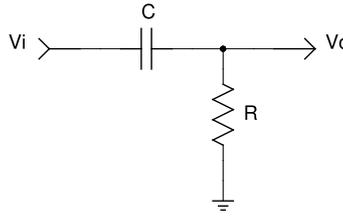


Figura 2.14: Esquema de un filtro paso alto

2.6.7. Filtro paso alto

En la figura 2.14 se muestra el esquema de un filtro *paso alto*. Es muy similar al filtro *paso bajo*, pero se han rotado los componentes. Intuitivamente podemos adivinar que, como la impedancia del condensador es muy alta a baja frecuencia, el circuito va a atenuar las bajas frecuencias, pero va a dejar pasar inalteradas las altas, cuando la impedancia del condensador sea mucho más alta que la de la resistencia. Por ello, el filtro recibe el nombre de *paso alto*.

Una vez más, trazamos las ecuaciones ya conocidas:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R}{\frac{1}{j2\pi fC} + R} = \frac{j2\pi fRC}{1 + j2\pi fRC} \quad (2.27)$$

Manteniendo la anterior definición (eq 2.23) para la f_c , la *frecuencia de corte*, resulta

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{j\left(\frac{f}{f_c}\right)}{1 + j\left(\frac{f}{f_c}\right)} \quad (2.28)$$

$$\text{mod}\left(\frac{V_o}{V_i}\right) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}} \quad (2.29)$$

$$\text{fase}\left(\frac{V_o}{V_i}\right) = -\arctan\left(\frac{f_c}{f}\right) \quad (2.30)$$

Si representamos gráficamente la amplitud y la fase resultante, su resultado se muestra en las gráficas de la figura 2.15. Una vez más, se muestra la frecuencia en escala logarítmica, la amplitud en decibelios y la fase de forma lineal: es el modo más habitual de hacerlo.

Simplificando un poco, podemos decir que por encima de la frecuencia de corte la amplitud de la señal queda inalterada. Para frecuencias por debajo de la de corte, la amplitud disminuye a razón de 20 dB por década.

Respecto a la fase, podemos decir que a la frecuencia de corte tenemos un desfase de 45 grados, y que este alcanza cifras cercanas a los 90 grados de retardo una década por debajo.

2.7. El diseño

2.7.1. Errores admisibles

Si le preguntamos que es el número π a un físico, un matemático y un ingeniero responderán:

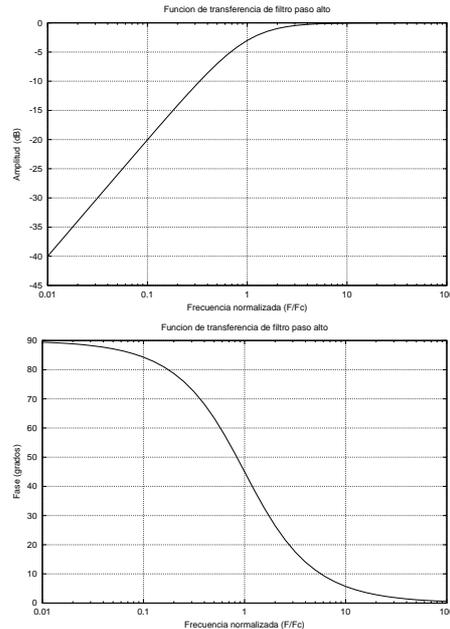


Figura 2.15: Función de transferencia de amplitud y fase de un filtro paso alto

- el físico dirá que π es $3,141592 \pm 0,5 \cdot 10^{-6}$
- el matemático responderá que es la relación entre el diámetro de una circunferencia y su longitud
- un ingeniero dirá que es, aproximadamente, 3

Un error del 10% suele ser aceptable en términos ingenieriles. Pero cuidado, no lo apliquemos indiscriminadamente so pena de cometer errores superiores al 10% (ver apartado 4.5).

Ejemplo: Al estudiar el divisor de tensión visto en el capítulo 2.6.5, hemos partido de la hipótesis de que la corriente de salida es nula. Esto no sucederá nunca, excepto cuando no conectamos nada a la salida, con lo que el circuito es inservible. ¿En que condiciones podemos asumir que las fórmulas son correctas?. Pues cuando la corriente de salida I_{out} es diez veces inferior a la de entrada I_{in} .

2.8. Introducción a los componentes electrónicos

2.8.1. Introducción

Es normal hacer una descripción detallada de los tipos de componentes antes de entrar en otras cuestiones. Sin embargo, el autor ha preferido usar otra estrategia. Iremos viendo circuitos y a partir de ellos, describiremos los componentes. De otro modo corremos el riesgo de los antiguos montañeros que escalaban el Himalaya: llevar todos los materiales al punto de inicio del ascenso agotaba tanto que la escalada se hacía ya en malas condiciones.

2.8.2. Componentes básicos

Hay tantos componentes electrónicos que muy poca gente puede presumir de conocerlos todos con detalle.

En este capítulo sólo se pretende hacer una somera enumeración y descripción de algunos de aquellos con los que tendremos un cierto grado de relación. Más adelante ampliaremos detalles de alguno de ellos.

Los *componentes pasivos* son aquellos que no son capaces de amplificar la señal eléctrica, por lo que se dice que tienen un comportamiento *pasivo*. Es una definición algo vaga, pero existe bastante uniformidad de criterio sobre cuales son activos y pasivos.

Los componentes electrónicos pasivos más importantes son:

- Resistencias
- Condensadores
- Inductancias
- Diodos
- Transformadores

Existen muchos otros: fusibles, relés, etc, pero no vamos a estudiarlos en este punto.

Los *componentes activos* son aquellos capaces de amplificar una señal: transistores, circuitos integrados, lámparas termoiónicas, etc.

2.8.3. Identificación de los componentes

Es necesario aprender a identificar los componentes y a leer el valor de los mismos. El primero de los dos aspectos requiere el uso de fotografías que se incluyen en capítulos posteriores.

Sin embargo, conviene comentar que en los últimos diez años se ha introducido una nueva tendencia en la electrónica, la denominada tecnología de *Montaje Superficial*¹⁴. Antes, los componentes tenían terminales que se introducían en unos agujeros presentes en el circuito impreso en el que se soldaban. La tecnología de Montaje Superficial surgió para permitir mayores densidades de componentes, y hace innecesarios los taladros en los circuitos impresos. Al menos los taladros de sujección de los componentes. Aunque resulte obvio, no debemos olvidar que, por regla general, todo componente, cuanto más pequeño es, menos potencia puede disipar para un determinado aumento de temperatura, por lo que los componentes SMD tiene más dificultad para disipar calor que los normales. Algunos componentes SMD -como los condensadores cerámicos- tienen intrínsecamente mejores prestaciones que los de montaje convencional. Otros no se fabrican en SMD (condensadores plásticos). En cualquier caso, el montaje SMD es siempre más complejo que el convencional, muy especialmente para los aficionados.

Los componentes convencionales y de montaje superficial, pueden tener aspectos físicos y parámetros muy diferentes. Asimismo se pueden identificar de forma muy dispar.

Dicho todo esto, de ahora en adelante, *nos centraremos en los componentes de montaje convencional*, que son mucho más fáciles de soldar y de conseguir en las tiendas de electrónica.

¹⁴Denominados SMD, *Surface Mount Devices*

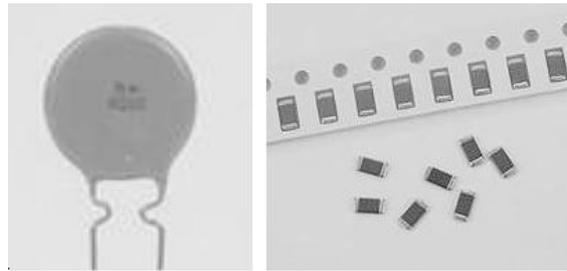


Figura 2.16: Componentes en montaje convencional y SMD

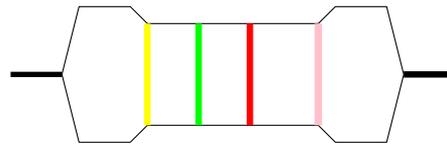


Figura 2.17: Resistencia genérica (código de colores)

2.8.4. El valor de un componente: el código de colores

Para indentificar el valor de un componente se ha usado muy habitualmente un código de colores, de modo que sucesivas bandas de color indican los dígitos y el multiplicador que indican el valor del componente. Este código se usa, casi sin excepción, solamente para las resistencias de montaje convencional. Veamos la figura 2.17. En ella vemos una resistencia que tiene cuatro bandas de color, tres equiespaciadas, y una cuarta algo más separada. Esta, que permanece más separada, dejémosla para el final. Las dos primeras bandas indican el valor y el tercero el multiplicador.

Ejemplo: Si la resistencia tiene las bandas que corresponden al 1, 2 y 3, su valor es $R=12 \cdot 10^3$, 12 k Ω .

La tabla de colores es:

Dígito	Color
0	Negro
1	Marrón
2	Rojo
3	Naranja
4	Amarillo
5	Verde
6	Azul
7	Violeta
8	Gris
9	Blanco

A estos se añaden dos usados como multiplicadores especiales:

Color	Multiplicador
Oro	0.1
Plata	0.01

La *tolerancia* de la resistencia se marca con la última banda de color, normalmente más gruesa o más separada del resto. La *tolerancia* indica la posible desviación que podemos encontrar en el valor del componente. Por ejemplo, una resistencia de $1\text{ k}\Omega$ y un $\pm 1\%$ de tolerancia puede tener un valor de resistencia comprendido entre 990 y $1010\ \Omega$.

Tol	Color
$\pm 10\%$	Plata
$\pm 5\%$	Oro
$\pm 2\%$	Rojo
$\pm 1\%$	Marrón

Según la propia tolerancia de los componentes, el número de bandas de color puede ser mayor o menor¹⁵. Ver apartado 2.8.5.

Al coger una resistencia, lo primero es indentificar la banda de la tolerancia, que debemos poner a la derecha. A partir de este momento, leeremos los colores que nos indicarán, del primero al penúltimo el valor y el último, el factor multiplicativo.

Ejemplo: Una resistencia con los colores marrón, negro, negro, rojo, rojo (tol) es de $100 \cdot 10^2 = 10\text{ K}\Omega \pm 2\%$.

El código de colores es muy útil, pero tiene el problema de que a veces es difícil distinguir los colores. Marrón y naranja tienden a confundirse, y se hace necesario la ayuda de un polímetro para discernir la duda.

En los componentes de montaje superficial, si el tamaño lo permite, se escriben estos dígitos en el cuerpo de la resistencia o condensador. Si no cabe, no se escribe, y se hacen necesario instrumentos externos para averiguar un valor. Normalmente no es una limitación, pues el tamaño hace que difícilmente puedan estar fuera de su embalaje, habitualmente rollos de papel (ver figura 2.16).

Los *condensadores* modernos tienen indicado con números el valor en el cuerpo del componente, y otras veces se usa una descripción como la anterior, pero referenciada en pF ó nF, según el tipo. Por ejemplo un condensador con la indicación de 104 puede valer 100 nF . O tal vez 100 pF . Normalmente el tamaño y tipo resuelven la duda. El marcado de los condensadores siempre han sido muy caótico. La tolerancia de los condensadores de plástico se hace habitualmente por una letra, según la tabla que sigue:

Código	Tolerancia
F	1 %
G	2 %
H	2.5 %
J	5 %
K	10 %
M	20 %

Los *diodos* y *transistores* suelen tener escrito en el cuerpo identificación de fabricante y tipo. Cuando son SMD se usan abreviaturas que cambian de fabricante a fabricante, lo que suele ser muy difícil la identificación.

Los *circuitos integrados*, normalmente de mayor tamaño, suelen tener escritas en el cuerpo las identificaciones de fabricante y tipo.

¹⁵Cuando un componente tiene una precisión muy grosera, de poco sirve fabricarlo en valores muy cercanos. Cuanto mayor es la precisión, mayor sentido tiene fabricar componentes de valores próximos.

2.8.5. Valores disponibles

Si un componente tiene un valor nominal de 1.0 y una tolerancia del 10%, puede llegar a valer entre 0,9 y 1,1. Lo razonable sería fabricar el siguiente valor a 1,2, y no 1,1, ya que los valores se solaparían con los anteriores. Dependiendo de la tolerancia de un componente, se fabrica en *series* diferentes: una serie de 12 valores por década para componentes del 10%, una serie de 24 para el 5%. Estas series se denominan series E y son:

Serie E12: 10, 12, 15, 18, 22, 27, 33, 39, 47, 56, 68, 82

Serie E24: 10, 11, 12, 13, 15, 16, 18, 20, 22, 24, 27, 30, 33, 36, 39, 43, 47, 51, 56, 62, 68, 75, 82, 91

El aficionado debe intentar trabajar con las series E12 para los condensadores y la E24 para las resistencias. Es muy común usar resistencias del 1% o 2% pero usando sólo los componentes de la serie E24. Tengamos en cuenta que para la serie E24, entre 10 Ω y 1 M Ω hay ¡120 valores distintos!.

Esto quiere decir que si de nuestros cálculos se obtiene un valor de 4123 Ω , deberemos usar una resistencia de 4k3, salvo que la aplicación exija una precisión grande en cuyo caso, deberemos usar resistencias de mayor precisión, y hacer uso de una serie superior u obtener el valor deseado mediante combinaciones serie/paralelo.

2.8.6. Cómo medir o caracterizar un componente

Para medir un componente hace falta instrumental específico. El aparato más básico y versátil es el *polímetro*, un instrumento capaz de hacer medidas de varios parámetros: corrientes, tensiones continuas y alternas y resistencias, entre otras. Existen polímetros analógicos (de aguja) y digitales (números).

Los polímetros digitales son capaces de medir con buena precisión resistencias desde decenas de Ohmios a Mega Ohmios. Fuera de este rango, un polímetro normal no ofrece mucha precisión.

Algunos permiten medidas de capacidades e inductancias, con rangos y precisiones variables según el tipo de instrumento.

Existen instrumentos lejos del alcance del aficionado que permiten medidas muy precisas de ciertos parámetros de ciertos componentes. En otras ocasiones, el propio aficionado puede construir algunos aparatos para realizar medidas que pueden ser muy precisas de algunos parámetros (capacímetros, medidores de ganancia de transistores, grip-dip, medidores de cortos, medidores de temperatura, comparación de resistencias de elevada precisión, etc).

2.8.7. Información: las hojas de características

Los componentes electrónicos no se venden con manual de instrucciones. El método clásico de conocer la información detallada de un componente es mediante lo que se ha denominado la *hoja de características*, o *data sheet* del inglés. Excepto para resistencias y condensadores (en los que suele haber descripciones por familias), suele existir una hoja que describe en detalle las características de un dispositivo, escrita por el fabricante.

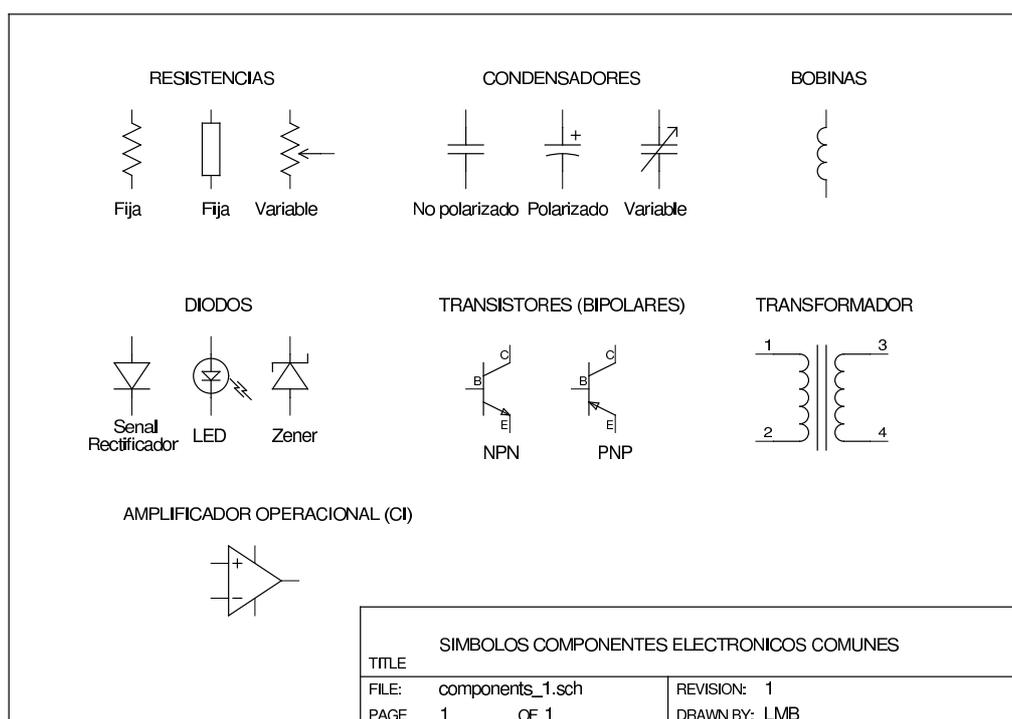


Figura 2.18: Símbolos de componentes electrónicos comunes

La generalización del uso de Internet ha facilitado enormemente el acceso a las hojas de características. Suele bastar un buen buscador para localizar en cuestión de segundos las hojas de un dispositivo, normalmente en formato PDF que podemos leer con el Acrobat Reader u otros programas que se distribuyen gratuitamente.

No esperemos encontrar hojas de características en idiomas distintos del inglés. Es un hecho que puede gustar o no, pero es la realidad más contundente.

2.8.8. Símbolos

Veamos la figura 2.18. En ella podemos ver algunos símbolos comunes. Como el caso de la resistencia que se ha mostrado, se pueden usar distintos símbolos para un componente.

2.9. Resumen del capítulo

A continuación, resumimos algunos de los conceptos más importantes del capítulo:

- La ley de Ohm expresa la relación entre tensión, corriente e impedancia de un circuito: $I = \frac{V}{Z}$
 - La corriente es una magnitud que *atraviesa* un circuito.
 - La tensión es una diferencia que hay entre dos puntos de un circuito.
 - La resistencia es una magnitud intrínseca a un circuito.

- Las impedancia de una resistencia, bobina y condensador son:

$$Z_R = R$$

$$Z_L = j \cdot 2\pi fL$$

$$Z_C = \frac{1}{2\pi fC}$$

- Una resistencia atravesada por una corriente disipa calor. La potencia disipada es:
 $P = I^2 \cdot R$
- Los decibelios miden relación entre magnitudes de un circuito:

$$R(dB) = 10 \cdot \log \left(\frac{P_1}{P_2} \right)$$

$$R(dB) = 20 \cdot \log \left(\frac{V_1}{V_2} \right)$$

- Un error de un 10% suele ser aceptable en términos ingenieriles
- La función de transferencia de un divisor resistivo como el de la figura 2.10 es:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{R1}{R1 + R2}$$

- La función de transferencia en amplitud de un filtro paso bajo RC es $\left| \frac{V_o}{V_i} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}}$ donde $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$ se denomina *frecuencia de corte*. Si simplificamos, podemos decir que señales cuya frecuencia está por debajo de f_c , pasan sin atenuación, y por encima, se atenúan a razón de 20 dB por década.
- La tolerancia de un componente indica qué variación puede sufrir del valor nominal del mismo, debido a tolerancias de fabricación. A esta debería sumarse variaciones en temperatura y otras de segundo orden.

Capítulo 3

Fuente de Alimentación Simple

3.1. Introducción

Con objeto de simplificar y hacer más digerible el proceso de aprendizaje, vamos a adoptar una solución menos formal que la de describir componentes y luego aplicarlos. Éstos se van a presentar a la par que los vayamos usando.

3.2. Ejemplo de una fuente de alimentación básica

La función de una *fuentes de alimentación* es la de generar una tensión continua uniforme cuando se conecta a la red eléctrica, emulando de este modo el comportamiento de una pila o batería.

En la figura 3.1 se muestra el esquema eléctrico (algo simplificado por el momento, pero no muy alejado de la realidad) de una fuente de alimentación básica, del tipo de aquellas que se usan para alimentar un contestador telefónico, un walkman o cualquier aparato electrónico de baja potencia.

En este capítulo, iremos desgranando la operativa de cada elemento.

En el esquema se muestra un transformador (T1) que en uno de sus extremos se conecta a la red eléctrica (que entrega una señal de 50 Hz y 220 V eficaces) a través de un fusible (F1), que hace de elemento de protección. El secundario del transformador, que en el esquema se representa mediante un bobinado con menor número de vueltas, entrega entre su salida y la masa de referencia una señal de igual frecuencia y menor amplitud (12 V eficaces). Esta señal es rectificadora por un diodo (D2), de modo que sólo los semiciclos positivos sirven para entregar corriente a la carga. El condensador C1 permite ofrecer una tensión de salida mucho más uniforme. Por último el LED LD1 y su resistencia de limitación, hacen una indicación luminosa del funcionamiento de la fuente.

Vamos a ver con mayor detalle los elementos involucrados.

3.3. El transformador

El transformador es una aplicación práctica de la ley de Faraday: una corriente eléctrica variable genera un campo magnético variable, y un campo magnético variable genera

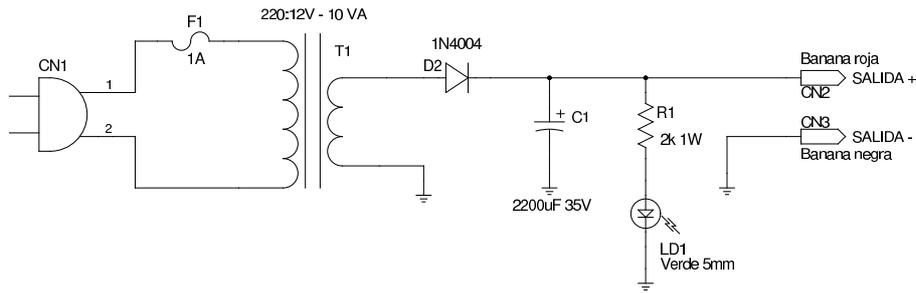


Figura 3.1: Esquema simplificado de una fuente de alimentación



Figura 3.2: Varios transformadores (montaje aéreo, toroidal y montaje en circuito impreso)

una corriente eléctrica variable. La *red de distribución eléctrica*¹ lleva a nuestras casas una señal sinusoidal de 50 Hz y 220 V eficaces, lo que corresponde a una senoide de 310 V de pico (620 V pico a pico)² que al conectarse al transformador provoca un determinado paso de la corriente eléctrica. Esta corriente genera un campo magnético, que se confina fundamentalmente en un núcleo de hierro del transformador. Este campo magnético variable (de forma sinusoidal y con una frecuencia de 50 Hz) crea en el secundario una diferencia de potencial.

Los bobinados de un transformador se llaman *primario* y *secundario*. Primario corresponde al lugar donde se genera señal, y secundario donde se recoge, pero como un transformador es reversible, esta nomenclatura depende del uso del componente.

Si un transformador tuviera en su primario y secundario el mismo número de vueltas, daría a su salida la misma tensión de la entrada³. Si el número de vueltas es diferente, podremos cambiar tensiones o adaptar impedancias. El primero de estos usos es el que se le está dando en el circuito de la fuente. Un ejemplo del segundo era muy común en los receptores de radio de lámparas o de transistores de la primera generación, que permitía que circuitos con una capacidad muy limitada de dar corriente pudieran ser cargados por un altavoz de un valor típico de 8 Ω .

En resumen: un transformador puede cambiar tensiones alternas o transformar impedancias de una forma que depende de su construcción.

3.3.1. Los parámetros más importantes de un transformador

Los parámetros más importantes de un transformador usado en una fuente de alimentación son:

¹Lo que habitualmente queremos decir cuando hablamos de la *luz*, es, dicho de una forma más adecuada, la *red de distribución eléctrica*.

²La relación entre el valor de pico y el valor eficaz de una senoide es de $\sqrt{2}$. El valor pico a pico es el doble del valor de pico. Aunque no hemos definido estos conceptos, no nos perdamos ahora en estos detalles, ya que lo haremos en su momento.

³Existen aplicaciones a este dispositivo: la de separar galvánicamente dos circuitos.

- **Relación de transformación:** relaciona el número de vueltas del primario y secundario. Este factor coincide con la relación de tensiones entre primario y secundario. En el ejemplo de la figura 3.1 es de 220:12V ó 18:1. Si se conecta el primario a una fuente de 220 V eficaces, dará en su secundario 12 V eficaces (aprox 18 V de pico). Recíprocamente, si conectáramos en secundario una fuente de tensión sinusoidal de 1 Voltio de pico, obtendríamos en primario 18 V de pico.
- **Potencia:** Indica la potencia (eficaz) que puede entregar un transformador sin que su fiabilidad se vea comprometida por la subida de temperatura que se produce a causa de las inevitables pérdidas. Se mide en VA (Volt-Amp) que es una medida de potencia. En el ejemplo anterior el transformador tiene 10 VA. Como la tensión eficaz de secundario es de 12 V, la corriente eficaz puede llegar a ser de 0,8 A eficaces en secundario. Siendo algo menos rigurosos a este punto, podremos decir que nuestra fuente puede llegar a dar 0,8 A de corriente continua⁴.
Un transformador usado adecuadamente tiene pérdidas de potencia muy bajas. Esto significa que la potencia consumida desde la red será casi igual a la entregada por la fuente a su salida. Pero 'usado adecuadamente' significa que la potencia no supera a la especificada, y la frecuencia de uso es aquella para la que se ha diseñado.

3.3.2. Factor de regulación

Un transformador *ideal* daría la misma tensión de salida en cualquier circunstancia. Sin embargo, en un transformador *real* la tensión de salida baja al aumentar la corriente de carga. La razón es doble:

- Los devanados tienen una resistencia, y al aumentar la corriente entregada, aumenta la caída de tensión en el propio transformador por pérdidas óhmicas en los devanados de cobre.
- Al aumentar la campo magnético en el núcleo de hierro, se produce un fenómeno de saturación que es no-lineal y que eleva las pérdidas.

Para caracterizar la pérdida, se introduce el concepto de *factor de regulación*. Define la variación de la tensión de salida al variar la corriente entregada entre cero y el valor máximo.

Consultando un catálogo, para cierto transformador como el especificado, el factor de regulación es de un 26%. Esto significa que la tensión de salida puede pasar de los 18 V de pico que obtenemos en vacío a 13,3 V de pico cuando trabajamos a corriente máxima.

Cuanto menor sea el factor de regulación, mejor es un transformador. Para transformadores de mayor potencia es habitual obtener factores mucho mejores, del orden del 5%.

⁴La corriente de salida del transformador ya no es sinusoidal por efecto del condensador. Por tanto la relación entre la corriente eficaz y la corriente continua no es inmediata. Más adelante veremos que aspecto tienen las corrientes de salida del transformador.

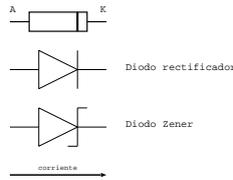


Figura 3.3: Símbolo y terminales de un diodo

3.4. El diodo

3.4.1. Funcionalidad

En su definición más simple, un diodo es un dispositivo que deja pasar la corriente eléctrica en un sentido pero no en el otro: tiene baja resistencia en un sentido de paso y muy elevada en el contrario. Consta de dos terminales, llamados ánodo y cátodo (ver figura 3.3)

En parte⁵, por esta razón el diodo se representa mediante una flecha, que indica el sentido de paso permitido de la corriente.

Se dice que el diodo, a diferencia de otros pasivos como resistencias, condensadores y transformadores, es un dispositivo fuertemente *no lineal*.

Decimos que un circuito es *lineal* cuando si con una señal de una cierta amplitud responde de determinada forma, con una señal de doble amplitud, responde con el doble. Y quien dice doble, dice mitad, décima parte, diez veces, o la misma señal invertida...

Queda claro que el diodo no es lineal ya que el comportamiento en un sentido y en otro es netamente diferente. Pero además, tampoco es demasiado lineal en las zonas de paso o de bloqueo, excepto para señales de baja amplitud.

Cuando se trabaja con componente no lineales, es muy útil el concepto de *función de transferencia*. Por función de transferencia nos referimos a la relación que hay entre dos determinadas magnitudes, por ejemplo corriente y tensión. En una resistencia no tiene mucho sentido, pues la relación entre ambas es constante e igual a la resistencia óhmica. Sin embargo, en un diodo, la función de transferencia es muy interesante. La representación gráfica de una función de transferencia es una curva dentro de un eje de coordenadas, que permite relacionar los dos parámetros representados.

Por ejemplo, la función de transferencia del *modelo* de diodo ideal se muestra en la figura 3.4-A. En esta gráfica se ve como para tensiones negativas (a la izquierda el eje vertical), la corriente que circula por el diodo es nula. Por otro lado, el diodo tendría una caída de tensión nula para cualquier corriente que lo atravesara en sentido positivo.

Este *modelo* no es del todo adecuado para algunas aplicaciones, como aquellas que trabajan a baja tensión: no es suficientemente preciso, porque cuando un diodo deja pasar la corriente, existe una caída de tensión a través de él (cosa que ya vimos al estudiar los LED). Podemos hacer un *modelo* algo más elaborado para tener en cuenta este aspecto (ver figura 3.4-B). Esta gráfica quiere decir que la corriente que atraviesa el diodo es nula si la tensión que ve en sus bornes no es superior a la tensión de umbral. A partir de este momento, dejaría pasar la corriente sin límite alguno, como si presentara una resistencia cero.

⁵La razón es doble. El símbolo tiene cierta semejanza con los primeros diodos semiconductores que se fabricaron.

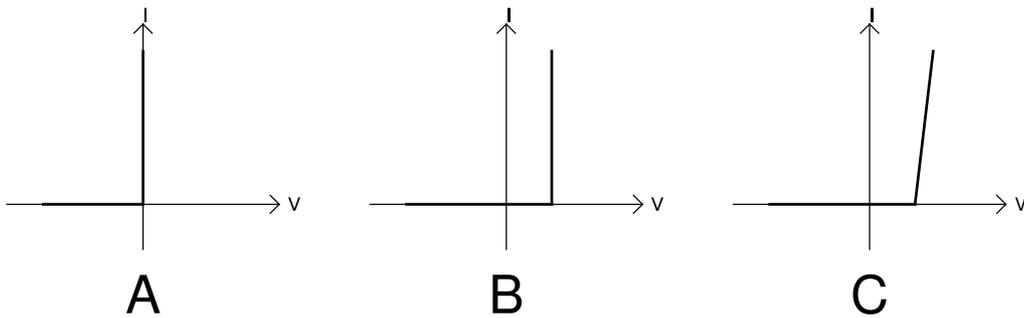


Figura 3.4: Modelos elementales de un diodo

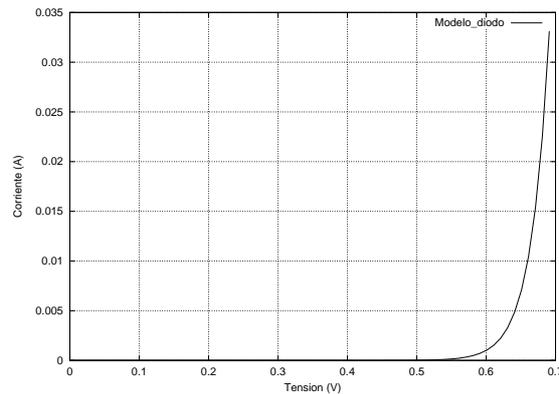


Figura 3.5: Función de transferencia de un diodo (ideal)

Este *modelo* no es del todo preciso para algunas otras aplicaciones que trabajan con altas corrientes, porque el diodo no tiene resistencia cero. En este caso, se debe tener en cuenta el valor de la resistencia serie efectiva (ver figura 3.4-C), según el cual, la tensión crece al aumentar la corriente que lo atraviesa.

Incluso este modelo no es del todo preciso cuando el circuit trabaja con señales muy pequeñas, porque la corriente inversa no es estrictamente nula.

Podríamos preguntarnos qué es este asunto del *modelo*. Un diodo es un dispositivo realizado con materiales semiconductores cuyo comportamiento depende de una enorme variedad de factores, algunos tan sorprendentes como la temperatura, la cantidad de luz incidente y como no, el método de fabricación. Una expresión matemática que tuviera en cuenta todos estos factores, además de imposible de obtener teóricamente o por experimentación, sería inservible, por lo complejo. El *modelo* es una descripción simplificada de su funcionamiento, *que es válida en cierto contexto*. Este es el punto básico: válida en cierto contexto. No olvidemos nunca este punto.

De este modo, el modelo más utilizado del diodo es una expresión matemática que expresada gráficamente, se resume en la figura 3.5. Esta gráfica representa la relación corriente a tensión en un diodo rectificador de silicio genérico según su modelo básico de baja señal. Este modelo NO es válido para altas corrientes, ni para diodos que no son rectificadores (e.g. los diodos Zener) o no son de silicio (e.g. los diodos LED). Parece que no vale para nada, pero es un modelo muy bueno.

Si lo observamos con detalle, vemos como los modelos simplificados no están tan descaminados. Ninguno de ellos: todo depende del circuito que estemos considerando.

En la figura 3.6, se expresa en escala logarítmica medidas reales para un diodo, el 1N4184, realizadas a 25 °C.

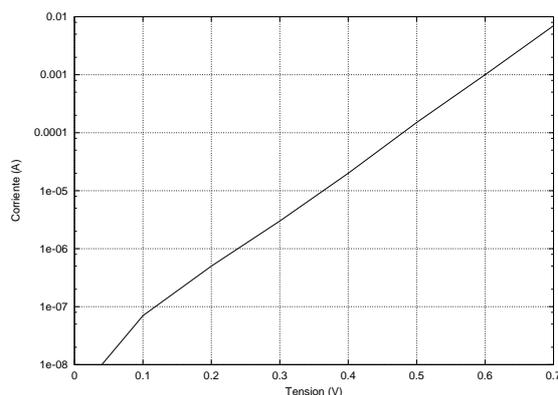


Figura 3.6: Medidas de la función de transferencia del diodo 1N4148

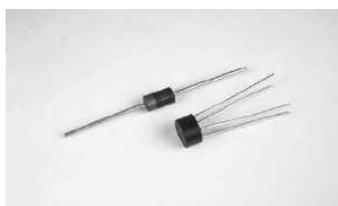


Figura 3.7: Diodo señal y puente de diodos

3.4.2. Tipos de diodo

Existen muchos tipos de diodos semiconductores. Vamos a dar un vistazo a alguno de ellos.

3.4.2.1. Diodo rectificador

Denominamos *diodo rectificador* a aquel que usa la propiedad de rectificación: dejar pasar sólo la corriente en un sentido pero no en el otro. Si se usa para rectificar señales de bajo nivel, se denomina también *diodo de señal*.

Dispositivos típicos son:

- 1N4148: Diodo de baja señal en encapsulado de vidrio.
- 1N4004: Usar cuando se trabaja con corrientes elevadas, por encima de 0,5 A

Estos dos componentes cubren el 99% de las aplicaciones, son baratos y fáciles de conseguir.

3.4.2.2. Diodo Zener

El diodo de Zener se usa polarizado en inversa, en una zona que no hemos estudiado, denominada *zona de avalancha*, en la que el comportamiento descrito para los diodos en directa se repite: a para tensiones inversas⁶ V_r superiores a un cierto valor, la resistencia del dispositivo disminuye abruptamente. Ver figura 4.3.

⁶Inversa se dice *reverse* en inglés.

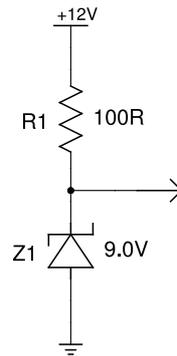


Figura 3.8: Regulador de tensión basado en diodo Zener

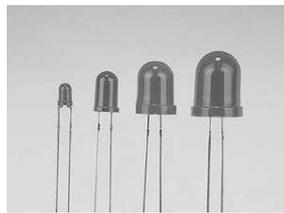


Figura 3.9: Diodos LED

Los diodos Zener, pueden fabricarse con diferentes tensiones de avalancha, de modo que podemos obtener dispositivos de diferentes tensiones⁷.

Veamos un simple ejemplo en la figura 3.8. En ella se muestra un regulador de 9 Voltios, obtenido a partir de una tensión de entrada de 12 Voltios. El inconveniente de este tipo de fuentes es que regulan relativamente poco, son poco eficientes (se necesitan corrientes en diodo elevadas para lograr regulaciones aceptables, con una potencia consumida alta) y que añaden ruido. Sin embargo, son muy económicos y sencillos, por lo que para ciertas aplicaciones de bajo consumo son imprescindibles. Volveremos sobre ello en el apartado 4.1.3.

3.4.2.3. Diodo LED

Los LED⁸ son dispositivos contruidos específicamente para emitir luz ante el paso de la corriente eléctrica, como si de una bombilla se tratara. Cuando se contruyeron los primeros diodos de semiconductor, se observó que la incidencia de la luz en una unión de semiconductor producía corriente eléctrica (y este es el principio de las células solares fotovoltaicas y de los diodos fotodetectores, usados en comunicaciones ópticas), y recíprocamente, que en determinadas circunstancias, el paso de corriente por una unión semiconductor podía producir luz. Al cabo de los años se descubrió que con materiales semiconductores distintos del habitual⁹ se produce luz en el espectro visible. De este modo, se contruyen LEDs que emiten luz roja, verde, naranja, amarilla y últimamente, azul.

Cómo cualquier observador puede apreciar, los LED se usan con asiduidad. Aunque ofrecen la misma función de una bombilla, tienen algunas ventajas respecto a estas:

⁷Se pueden encontrar dispositivos entre 2,7 y 200 V

⁸LED es un acrónimo de *Light Emitting Diode*, diodo emisor de luz.

⁹El material semiconductor más empleado en la actualidad es el Silicio (Si). Recientemente se usa para ciertas aplicaciones uniones de Silicio-Germanio (SiGe). Para los LED se usan distintas uniones de Arseniuro de Galio (AsGa).

Color	$V_F@20\text{mA}$ (V)	I_{Fmax} (mA)
Rojo	2.0	20
Verde	2.2	30
Naranja	2.0	30
Amarillo	2.1	30

Cuadro 3.1: Polarización típica de un LED

son más pequeños, más robustos, se calientan menos, duran mucho más, son más baratos y mucho más rápidos (se pueden usar para comunicaciones ópticas de alta velocidad).

En resumen: desde el *punto de vista funcional*, de la función que realiza, el LED es una bombilla, desde el *punto de vista eléctrico*, es un diodo.

Cómo eléctricamente es un diodo, debe ser correctamente polarizado para que funcione de manera adecuada. Las tensiones y corrientes de polarización dependen de la fabricación del mismo. Para cada color existen combinaciones de materiales óptimos, con lo que es habitual encontrarnos con diferencias notables entre fabricantes y tipos¹⁰. Sin embargo, como en condiciones normales la cantidad de luz generada no es un parámetro demasiado crítico, podemos dar las cifras generales que se muestran en la tabla 3.1. En esta tabla se muestran las tensiones de caída (V_F) para una corriente de 20 mA, junto con la corriente máxima que se puede usar para polarizar un LED, por consideraciones de potencia disipada. En la práctica es conveniente utilizar una corriente mitad de la máxima o incluso menor. La caída de tensión apenas sufre variación.

Pero además de los colores anteriores, se usan también mucho los LED de luz infrarroja (no visible), por ejemplo en los mandos a distancia de los televisores, y los diodos láser, usados en los lectores de Compact Disc.

Cómo antes hemos mencionado de pasada, los LED pueden usarse además de como indicadores luminosos, para soportar comunicaciones ópticas, bien por fibra óptica, bien mediante enlaces atmosféricos. En ambos, las velocidades que se consiguen pueden ser tal altas como 10 Mbps¹¹, pero si se desean cifras mayores, se debe acudir a los diodos láser.

3.4.3. El diodo en la fuente de alimentación

Después de divagar por el mundo de los diodos, volvemos a tocar tierra sobre nuestra querida fuente de alimentación. ¿Qué función realiza el diodo en ella?. Para que nos resulte más sencillo de entender, vamos a eliminar por un momento los elementos que no nos interesan, reduciendo la fuente a transformador y diodo, como se muestra en la figura 3.10.

En la figura 3.11 se muestran la evolución de las tensiones en el tiempo antes del diodo y después del diodo, respecto a masa. Observamos que la señal rectificadora tiene una amplitud levemente menor a causa de la caída de tensión del diodo.

¹⁰Por ejemplo, solo dentro de los LED rojos, existen versiones estándar y versiones de alta eficiencia.

¹¹Mega-bits por segundo. 1 Mbps= 1,000.000 bits por segundo

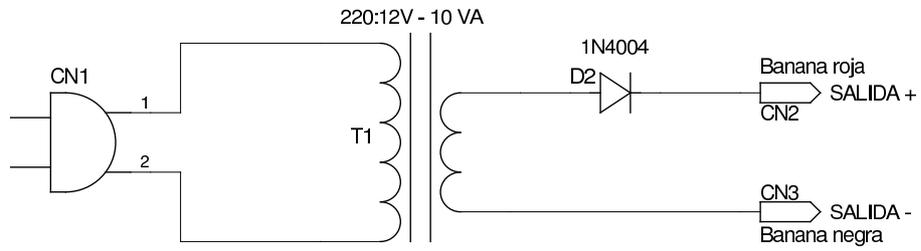


Figura 3.10: Detalle de un diodo simple en la fuente de alimentación

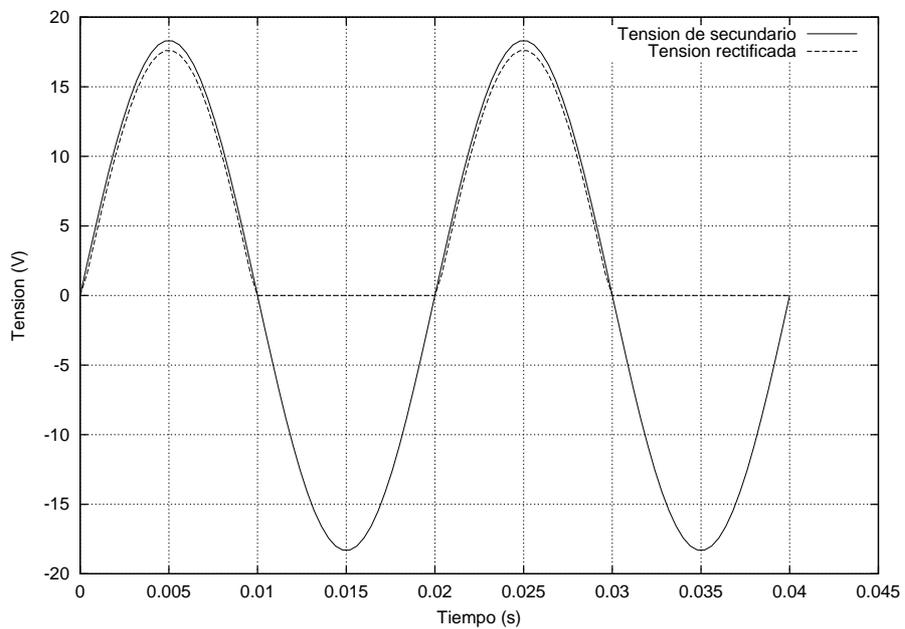


Figura 3.11: Tensiones antes y después del diodo en la fuente de alimentación

3.5. El condensador

3.5.1. Funcionalidad

Simplificando un poco, podríamos decir que los condensadores se pueden usar como elementos de *acoplo* y *desacoplo*. No vamos a detenernos en la definición de estos conceptos. Sólo diremos que en el circuito de la figura 3.1, el condensador se usa en la función de *desacoplo*. En esta función, *la definición más adecuada del condensador es que se trata de un elemento capaz de almacenar carga.*

Ya vimos que la carga son electrones: el condensador es capaz de guardarlos y entregarlos cuando se le pida: funciona de forma similar a una batería, sin química, con enorme velocidad y sin pérdidas de potencia.

Una fórmula muy interesante¹² que define la capacidad es:

$$C = \frac{Q}{V} \quad (3.1)$$

donde Q es la carga almacenada y V la tensión en bornas del condensador.

Esta fórmula, como todas, pueden analizarse desde distintos puntos de vista:

- Un condensador de un determinado valor, cuanto más tensión tiene entre sus bornas, más carga almacena
- Cuanta más capacidad tiene un condensador, más carga puede almacenar cuando se carga a una cierta tensión.
- La carga almacenada en un condensador es igual al producto de su capacidad y la tensión de carga.

Ya hemos visto que

$$I = \frac{Q}{t} \quad (3.2)$$

Podemos por tanto sustituir, y nos queda:

$$C = \frac{I}{\frac{V}{t}} \quad (3.3)$$

Es mejor escribir la fórmula como

$$C = \frac{I}{\frac{\Delta V}{\Delta t}} \quad (3.4)$$

para reflejar el hecho de que hay circulación de corriente sólo si hay *variación* de la tensión en el tiempo.

Esta fórmula aunque de extraño aspecto es muy interesante: significa que si descargamos un condensador de capacidad C con una corriente constante I , la tensión disminuye en el tiempo de forma uniforme, y de forma más lenta cuanto más grande es la capacidad y menor es la corriente:

¹²Por tanto, esta fórmula debe ser memorizada.

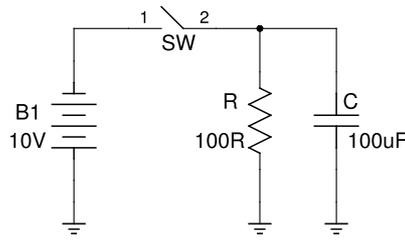


Figura 3.12: Descarga de un condensador a través de una resistencia

$$\frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{I}{C} \quad (3.5)$$

La afirmación es recíproca si se carga el condensador, en cuyo caso, la tensión aumenta.

3.5.2. La carga y descarga de un condensador

Veamos el ejemplo de la figura 3.12. En ella se muestra una resistencia y un condensador en paralelo que se conectan a una pila mediante un interruptor. Imaginemos que nos encontramos con el circuito cerrado. El condensador se haya cargado a la tensión de la pila: 10 Voltios. Por la resistencia circulará una corriente de 100 mA. Llevados por la curiosidad, decidimos abrir el circuito. ¿que sucederá?.

El condensador se halla cargado a 10 Voltios, que es la misma tensión a la que está la resistencia. El condensador seguirá suministrando 100 mA, y empezará a descargarse. ¿a que velocidad?

$$\frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{I}{C} = \frac{0,1}{100 \cdot 10^{-6}} = 10^3 = 1 \text{ V/ms}$$

La tensión caerá un voltio cada milisegundo. Podríamos pensar que llegará a cero en 10 ms, pero no es cierto, ya que al ir bajando la tensión, también lo hace la corriente que pasa por la resistencia, de modo que en realidad, el periodo de descarga será bastante más largo, como se indica en la figura 3.13 que representa la descarga real. En unas cinco veces el tiempo estimado, podemos considerar el circuito descargado. La expresión analítica es:

$$V(t) = V(t=0) \cdot \exp\left(-\frac{t}{R \cdot C}\right) \quad (3.6)$$

Reparemos en el hecho de que lo que determina el tiempo de caída es el producto $R \cdot C$, y no el valor absoluto de alguno de los dos parámetros.

Llevados de nuestra curiosidad, decidimos cerrar el interruptor de nuevo. ¿que sucederá?. Partimos de una situación en la que el condensador se encuentra descargado, la tensión en bornas de la resistencia es nula, y por tanto, no hay circulación de corriente. Al conectar el interruptor, la pila forzará una tensión de 10 Voltios en la resistencia y condensador. Respecto a la resistencia, ya sabemos bien la dinámica: instantáneamente pasará de ser atravesada por una corriente nula a una de 100 mA, sin quejarse.

Sólo si la pila fuera una pila ideal, capaz de entregar infinita corriente, el condensador podría *cargarse*, subir la tensión de 0 a 10 Voltios, de forma instantánea. Pero las pilas ideales no existen. A este punto haremos una observación de gran interés: *la tensión*

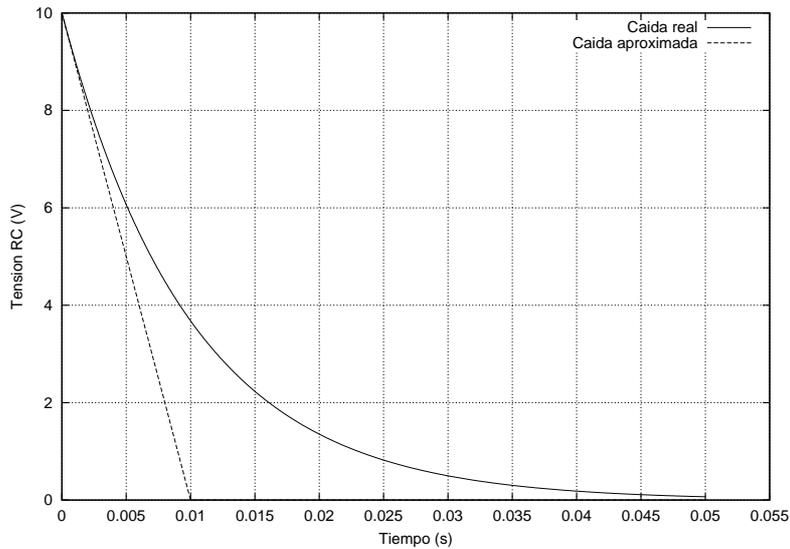


Figura 3.13: Evolución en el tiempo de la descarga de un condensador

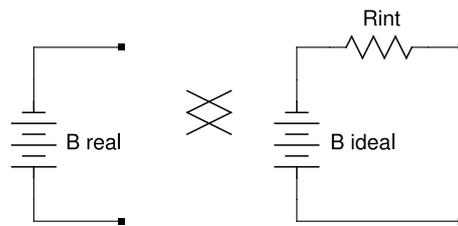


Figura 3.14: Modelo de un generador de tensión

en un condensador no puede variar instantáneamente. El condensador se carga o se descarga lentamente. Cuánto de lento, depende de la capacidad del condensador y de la corriente de carga o descarga. Vamos a hacer unos números.

Una batería real¹³ puede modelarse mediante una pila ideal en serie con una resistencia, llamada *resistencia interna* (ver figura 3.14).

Supongamos que nuestra pila tiene una resistencia interna de 1Ω . Al conectar el interruptor, la pila ve el condensador descargado, a 0 voltios entre terminales. La tensión no puede subir instantáneamente, con lo cual habrá 10 Voltios en bornas de la resistencia interna. Esto significa que la pila entregará¹⁴ 10 A. Aplicando la fórmula resulta:

$$\frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{I}{C} = \frac{10}{100 \cdot 10^{-6}} = 10^5 = 0,1 \text{ V}/\mu\text{s}$$

En unos $50 \mu\text{s}$, el condensador se cargará y la única corriente que circulará será la que pasa por la resistencia, ya que una vez cargado el condensador no hay paso de corriente por el mismo. En este ejemplo, el tiempo de carga es notablemente inferior al de descarga al ser la resistencia de carga mucho más baja que la de descarga.

¹³Cualquier generador de tensión real.

¹⁴A esta corriente se denomina *corriente de cortocircuito*

3.5.3. Vuelta a la fuente de alimentación

Pues aunque el ejemplo anterior haya resultado extraño, ha sido una buena introducción a lo que sucede realmente con la fuente de alimentación: cuando la tensión en bornas del condensador es 0,7 V superior a la tensión del condensador, el diodo entra en conducción y el condensador se carga rápidamente (con una corriente intensa). Esto sucede en los picos de las sinusoides. Una vez que la tensión del transformador abandona las crestas, el diodo deja de conducir, y sólo ante el peligro, el condensador se convierte en el único elemento capaz de suministrar corriente a la carga, presentando la mencionada caída de tensión exponencial. Pero el abandono no dura mucho porque antes de que pasen 20 ms, el proceso de carga se repite.

En la figura 3.15 se muestra la forma de onda que nos encontraremos a la salida de la fuente de la figura 3.1, en función de la *resistencia de carga*¹⁵ (no mostrada en el circuito). Con una resistencia de 18 Ω , que hace que circule por la misma una corriente de aproximadamente 1 A, el *rizado* es enorme, lo que hace la fuente sea difícilmente utilizable (no lo sería para alimentar circuitos electrónicos, pero tal vez valdría para alimentar bombillas o motores). Con una resistencia equivalente de carga de 72 Ω -corriente de salida de 0,25 A-, el rizado es de apenas 2 V, lo que puede ser más aceptable.

Otra consideración interesante es que sólo una parte pequeña del tiempo el transformador suministra corriente, tiempo en el que debe cargar los condensadores y dar corriente a la carga, pero el resto del tiempo, son los condensadores los que soportan la misión de proporcionar la corriente a la carga. Podríamos considerarlos como pequeñas baterías que se cargan en un instante, y se descargan a continuación, sólo que, a diferencia de las baterías químicas, el proceso se realiza sin pérdida de energía¹⁶.

En el capítulo 4 veremos cómo se puede reducir mucho más el rizado.

Para terminar el apartado, debemos recordar que la descarga del condensador depende sólo del producto $R \cdot C$, o si se prefiere del cociente $\frac{C}{T}$, de modo que podemos multiplicar capacidad y corriente de carga por dos, y la respuesta será igual.

3.5.4. Tipos de condensador

Probablemente hay más tipos de condensadores que variedades de manzanas, pero no es el objeto de este libro el analizarlas todas en detalle, sino el realizar una breve introducción. Como es habitual, cuando se planteen circuitos específicos, se detallará el tipo de condensador a usar si este es importante.

¿En qué se diferencian los distintos tipos de condensador?. La clasificación más importante se realiza en base al *dieléctrico* usado en la construcción del condensador, y para ciertos dieléctricos, la *construcción* del mismo. Recordemos que un condensador consta de dos superficies conductoras separadas por un aislante, llamado dieléctrico. Cuanto más juntas están las láminas conductoras, mayor es la capacidad, pero, para un mismo material, menor es la tensión a la que puede trabajar, porque todo dieléctrico tiene una *tensión de ruptura* que si se sobrepasa, salta una chispa y el aislante deja de serlo. En el caso de un condensador, con dieléctricos muy finos, la chispa perfora el dieléctrico y puede unir las láminas, poniendo el condensador en cortocircuito. Por tanto la tensión máxima, es un parámetro muy importante a respetar, y debemos hacerlo con sobrado margen.

¹⁵La fuente se conectará a algún circuito (de otro modo, de poco serviría). Este circuito puede modelarse en continua mediante una resistencia.

¹⁶No existe pérdida de energía si el condensador es ideal. Un condensador real tiene una resistencia serie equivalente, similar a la del generador de la figura 3.14. Veremos más sobre ello en este mismo capítulo.

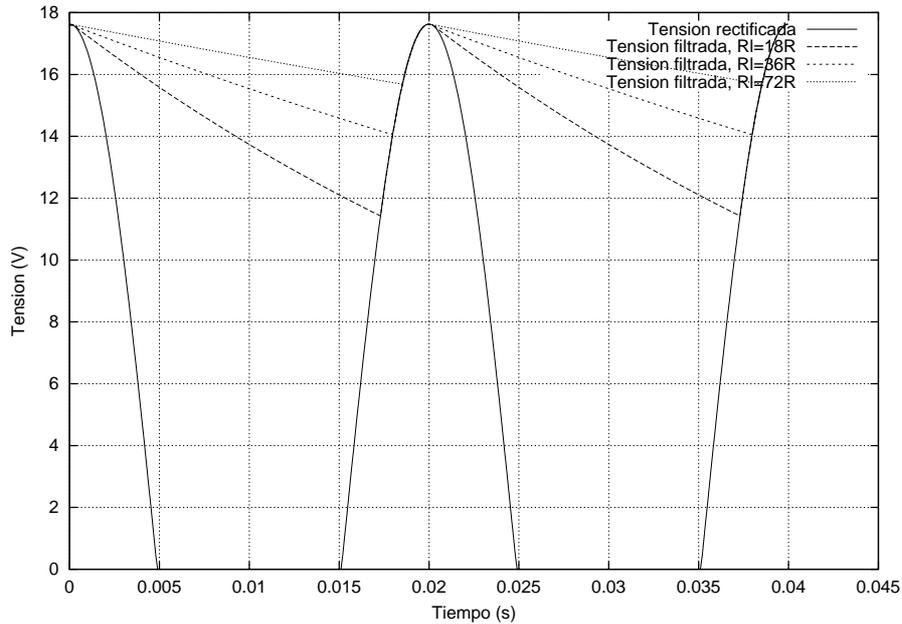


Figura 3.15: Rizado de la fuente de alimentación con $C = 2200 \mu\text{F}$ y distintas resistencias de carga.

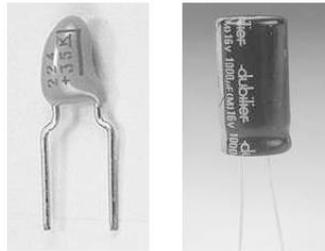


Figura 3.16: Condensador de Tántalo y Aluminio

A pesar de su sencillez conceptual, no existe el condensador ideal. Los componentes presentan una limitación en la tensión de funcionamiento, pero además, según el tipo de dieléctrico y el envejecimiento, la capacidad puede cambiar con el paso del tiempo, la tensión de polarización o la temperatura. Todo condensador tiene una resistencia y una inductancia parásita en serie que le hace resonar a una determinada frecuencia, por encima de la cual ya no se comporta como condensador, sino como inductancia. Existe un fenómeno llamado *factor dieléctrico* que puede tener importante efecto según el tipo de aplicación, etc.

3.5.4.1. Condensadores polarizados

Los condensadores polarizados realizan la película dieléctrica mediante un óxido que se forma en una reacción química, y para que tenga lugar, el condensador debe tener la tensión de un terminal más alta que la otra. Cómo la película de óxido tiene un espesor de unos pocos átomos, se consiguen capacidades altas en pocos volúmenes. Los tipos más importantes son:

- Condensador de aluminio

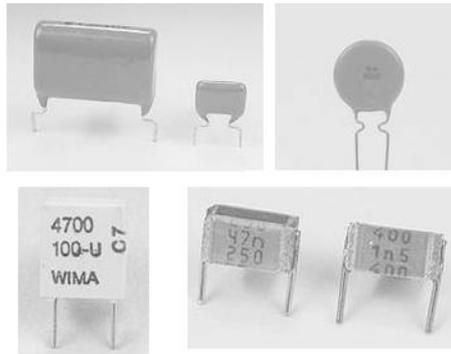


Figura 3.17: Condensadores de película de poliéster metalizado, cerámico de disco, policarbonato y poliéster

- Condensador de tántalo

Los primeros son económicos y fiables. Los segundos permiten obtener capacidades mucho más altas en pequeños volúmenes y presentan una menor inductancia parásita, a costa de precios más altos.

Los condensadores polarizados soportan muy mal las inversiones de polaridad¹⁷, de modo que la degradación producida por la inversión es irreversible.

Los condensadores polarizados suelen marcar en el cuerpo del mismo la polaridad de forma inambigua.

3.5.4.2. Condensadores no polarizados

Los tipos más importantes usados hoy son:

- *Condensadores cerámicos*: El dieléctrico es un tipo de cerámica, existiendo grandes variedades de las mismas, con diferentes constantes dieléctricas y calidades. En general son muy económicos. Se usan casi siempre cuando el condensador funciona como desacoplo. Una de las variedades (COG), usada en condensadores de baja capacidad, permiten realizar componentes de alta calidad y bajo coste.
- *Condensadores de plástico*: Asimismo existen muchas variedades con diferentes calidades: poliéster, poliestireno, polipropileno, policarbonato. Los más típicos son los de poliéster. Algunos tipos son muy sensibles a la temperatura de soldadura.

3.5.4.3. Selección del tipo de condensador

Ante la pregunta de qué tipo de condensador es la mejor opción para cada aplicación, no existe una respuesta sencilla. Nos contentaremos en dar una respuesta aproximada, más bien genérica.

Para aplicaciones de desacoplo se suelen usar condensadores cerámicos hasta 100 nF. A partir de este valor los dieléctricos no son demasiado buenos y es adecuado el uso de condensadores de poliéster hasta 1 μ F. A partir de este valor, se han de usar condensadores polarizados. Se usará el tántalo para aplicaciones de alta frecuencia

¹⁷Según las circunstancias, pueden llegar a estallar

(circuitos digitales o radio frecuencia) o cuando el espacio es muy restringido. De otro modo, es mucha mejor opción el uso de condensadores de aluminio, y siempre por encima de $100\mu\text{F}$.

Para aplicaciones de acoplo o filtros es más difícil dar una respuesta. Si la estabilidad en temperatura o las pérdidas del dieléctrico son importantes (suelen serlo), entonces debemos abandonar el uso de los condensadores cerámicos a partir de 1 nF , y usar condensadores plásticos hasta un máximo de 1 ó $2\ \mu\text{F}$. A partir de este momento aplican los mismos criterios anteriormente expuestos.

3.5.5. Rizado de alta frecuencia

Veamos el aspecto del comportamiento de los condensadores a alta frecuencia: imaginemos que el circuito que se conecta a nuestra fuente demanda pulsos de corriente de pequeña duración pero de corriente intensa¹⁸. La mayor parte del tiempo, los condensadores de filtrado serán los únicos que podrán suministrar la corriente demandada, ya que el transformador está fuera de juego. Un condensador ideal no tendrá ningún problema en ello. Imaginemos que los pulsos demandan 2 A , y duran $1\ \mu\text{s}$. Para un condensador de $2.200\ \mu\text{F}$, éste reduciría su tensión en 1 mV , lo que es inapreciable. Sin embargo, si hacemos las medidas sobre una fuente real, el rizado sería mucho más alto. Las razones son dos:

1. Todo condensador tiene una resistencia serie¹⁹. Es decir, se puede modelar como un condensador ideal en serie con una resistencia. Un valor típico²⁰ de la resistencia serie para un condensador de $2.200\ \mu\text{F}$ es de $0,1\ \Omega$. La caída de tensión en esta resistencia serie debida a los picos de 2 A ya es de $0,2\text{ V}$, varios órdenes de magnitud por encima del valor anteriormente calculado²¹.
2. Todo condensador tiene inductancia serie. Una forma de analizar este fenómeno es midiendo la impedancia del condensador con la frecuencia. La impedancia de un condensador ideal es inversamente proporcional a la frecuencia, pero la impedancia de un condensador real, baja hasta un punto en el que empieza a subir de nuevo (ver la figura 3.18). La inductancia a $0,5\text{ MHz}$ ²² es de $j\ 0,3\ \Omega$ ²³. Este efecto, muy similar al anterior, produce una caída de tensión adicional, sólo que con desfase entre tensión y corriente.

3.5.6. Reducción del rizado

Si analizamos la figura 3.15, y pensamos un poco, veremos que cuanto mayor sea la capacidad del condensador $C1$ (bien porque se use un componente más de mayor capacidad, o bien porque se usen varios en paralelo), menor rizado tiene la fuente.

¹⁸No hace falta imaginarse cosas muy extrañas: todos los circuitos digitales CMOS presentan estas características.

¹⁹La *resistencia serie efectiva* se describe con las siglas ESR (*Effective Series Resistance*)

²⁰Solo los componentes de mediana y alta calidad tiene caracterizada la resistencia serie efectiva. Por ello, debemos evitar componentes de baja calidad, que por ende son los usados en fuentes comerciales de ultrabajo coste e ínfima calidad.

²¹La resistencia serie es asimismo la culpable del calentamiento de un condensador, que a su vez es la mayor fuente de envejecimiento de un condensador electrolítico. Sin embargo, este problema solo es significativo con altas corrientes, como el caso estudiado.

²²Si los pulsos duran $1\ \mu\text{s}$, con periodos de reposo de otro tanto, el periodo es de $2\ \mu\text{s}$, y la *frecuencia fundamental* de 500 kHz .

²³La j indica que se trata de una impedancia compleja (inductiva, por ser positiva) y no resistiva.

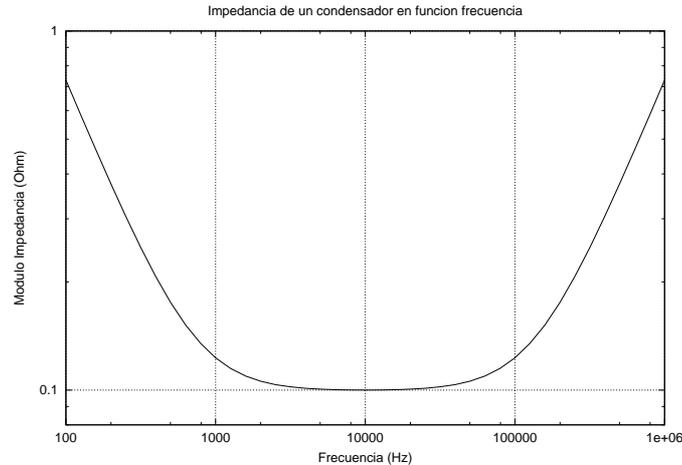


Figura 3.18: Impedancia de un condensador real de 2200 uF. Datos basados en la serie AML 138 de Philips.

Podríamos pensar que el rizado se puede reducir tanto como se desee a base de reducir la capacidad del filtro. Pero no es verdad.

Si pusiéramos un condensador de un valor enorme, la carga del mismo exigiría corrientes brutales, de modo que la combinación de la resistencia serie de los condensadores de filtrado y del transformador pasaría a ser dominante.

Baste saber que si fuéramos aumentando progresivamente la capacidad, el rizado iría bajando hasta un cierto punto en el que las mejoras serían muy pequeñas.

3.5.7. Reducción del rizado de alta frecuencia

La forma de reducir el rizado de alta frecuencia es extremadamente sencilla. Si ponemos un condensador de un valor más bajo en paralelo con el anterior, este componente presentará una impedancia mayor, pero también una frecuencia de resonancia mayor, ya que en su construcción ha sido necesaria unos conductores de menor superficie, y por tanto, un menor número de vueltas. Asimismo, la resistencia serie baja resulta también netamente inferior. La conclusión es un comportamiento mejorado a alta frecuencia en términos de efectos parásitos.

Es muy normal que en el desacoplo se utilicen condensadores paralelo de capacidad inferior, en saltos de dos órdenes de magnitud. Por ejemplo, en la fuente estudiada, se podrían usar un condensador de 2.200 μF ó dos condensadores de 1000 μF en paralelo con 10 μF y 100 nF. Los dos primeros grupos serían electrolíticos de aluminio, y el último cerámico X7R o de poliéster. Este último presenta una resistencia serie equivalente muy baja y frecuencias de resonancia bien superiores a las decenas de MHz, por lo que prolongar la escala se hace innecesario, salvo que se use para alimentar circuitos de muy alta frecuencia (circuito de radio o digitales de alta velocidad).

3.5.8. Condensadores de desacoplo

En un circuito electrónico es habitual incluir condensadores entre masa y alimentación, distribuidos a lo largo y ancho del circuito. Estos se denominan condensadores de

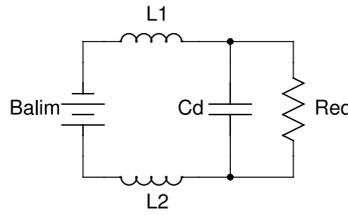


Figura 3.19: Circuito equivalente de la alimentación

desacoplo. Su función es la de conseguir que cuando una sección del circuito demanda alta corriente durante un intervalo pequeño de tiempo, esta demanda sea atendida.

Las pistas de circuito impreso tienen una cierta inductancia²⁴. Una bobina no admite que la corriente que la atraviesa cambie bruscamente de valor, de modo que si un circuito conectado a la fuente de alimentación pide de forma instantánea más corriente, la inductancia trata de impedirlo, y lo hace aumentando su tensión en bornas, o lo que es lo mismo, reduciendo la tensión de alimentación en la carga. El condensador de desacoplo nos salva de esta triste situación, actuando él mismo como batería durante breves intervalos de tiempo. Cuánto de breves dependerá de su capacidad y de la corriente que se le solicite. Ver figura 3.19.

Desde un punto de vista práctico, nos preguntaremos cuantos condensadores poner y de qué valor. Como regla general, y para circuitos de audio, deberá ponerse un condensador de desacoplo cerámico con dieléctrico X7R o de poliéster de 10 a 100 nF por cada circuito activo (circuito integrado o transistor) entre cada una de las alimentaciones o masa. Y por cada 10 de estos, un condensador de tántalo de 10 μF o electrolítico de aluminio de entre 10 y 100 μF ²⁵.

La pregunta inevitable es: ¿qué pasa si no se ponen condensadores de desacoplo?. La respuesta es sencilla: puede que nada, puede que algo. Pero como este es un libro de electrónica y no de zen, vamos a matizar la respuesta: si la inductancia de la alimentación es pequeña para las corrientes o las frecuencias de trabajo, el desacoplo no es imprescindible: si no se pone no pasa nada²⁶. Por contra, la mayor parte de las tendencias a oscilar en los circuitos de audio simples están relacionados con problemas de desacoplo, que se curan con un simple condensador de desacoplo estratégicamente situado (100 nF si la frecuencia es alta, más alta capacidad si es baja). Poner por adelantado el desacoplo -no es fácil calcular la inductancias de las pistas- responde a la máxima de 'más vale prevenir que curar', porque bien pudiera suceder que las oscilaciones causadas por un desacoplo deficiente estuvieran tengan lugar lejos del banco de trabajo o en un porcentaje pequeño de placas.

3.5.9. Efecto de la tolerancia

Los condensadores electrolíticos de aluminio son el componente óptimo para el componente C1 de la fuente. Este tipo de condensadores presenta normalmente una tolerancia del orden de -10% +30%. Esto quiere decir que la capacidad real puede variar entre

²⁴La inductancia es directamente proporcional al área que recorre la corriente entre los terminales de la fuente de alimentación.

²⁵Los condensadores electrolíticos de aluminio son mucho más baratos que los de tántalo y están disponibles a tensiones mucho más altas. Sin embargo, su comportamiento a alta frecuencia es peor. Para audio es más que recomendable usar electrolíticos de aluminio.

²⁶Permitase una experiencia personal del autor: cacharreando en la infancia con un soldador, quité un condensador a un receptor de radio, y para mi sorpresa, la radio seguía funcionando. Era un condensador de desacoplo.

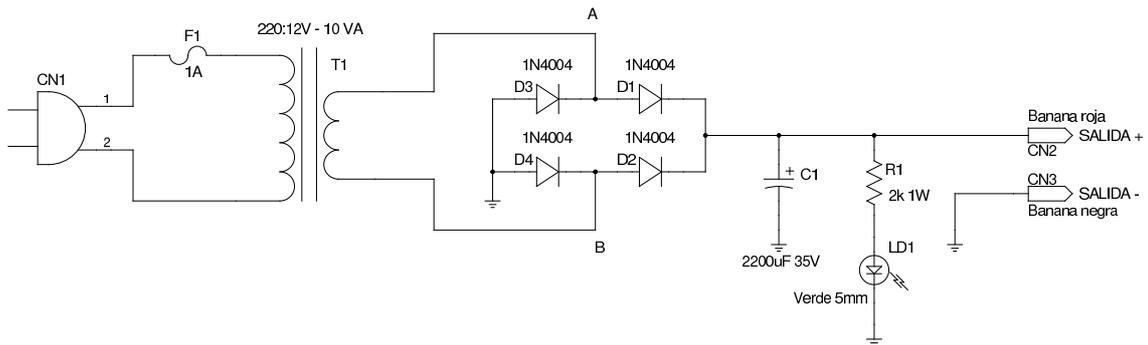


Figura 3.20: Fuente de alimentación con puente de diodos

un 10% inferior a la nominal (aprox $2.000 \mu\text{F}$) y un 30% superior (aprox $2.800 \mu\text{F}$). En este caso concreto, el valor inferior producirá un rizado más alto que, dependiendo de la aplicación, puede ser despreciable o tener su importancia.

Los condensadores electrolíticos de aluminio suelen especificar el margen de temperaturas de trabajo. Está asociado con las pérdidas del mismo (las elevadas corrientes de carga producen disipación en la resistencia serie efectiva, lo que suele ser un factor limitativo de trabajo a temperaturas altas). Cuanto más grande sea el margen, mejor calidad tiene el dispositivo.

3.6. Un paso atrás: el puente de diodos

En la figura 3.15 hemos visto el rizado a la salida de la fuente. A un señor muy sabio se le ocurrió una brillantísima idea: si en vez de usar un sólo diodo usamos cuatro, podemos rectificar la salida del transformador, de modo que los dos ciclos y no sólo uno, resulten útiles.

Una fuente que utiliza tal circuito se muestra en la figura 3.20. Detengámonos un momento en el funcionamiento del puente de diodos.

Si la tensión en el punto A es más alta que en el punto B (semiciclo positivo), entonces la corriente circulará desde el punto A, pasará por D1, la carga, D4 y el punto B.

Si por contra, la tensión en el punto B es más alta que en el punto A (semiciclo negativo), entonces la corriente circulará desde el punto B, pasará por D2, la carga, D3 y el punto A.

Vemos que la corriente siempre pasará por la carga en el sentido apropiado.

Hemos construido un rectificador de doble onda, en el sentido que el semiciclo positivo y negativo de la señal de salida del transformador son útiles para la carga, lo que se manifiesta, en una notable reducción del rizado, como se muestra en la figura 3.21. Teniendo en cuenta que el precio de un diodo está en torno a 0,1 Euro, y un buen condensador electrolítico de alta capacidad puede superar los 10 Euros, es fácil darse cuenta que la mejora es notable, en precio, espacio físico y prestaciones.

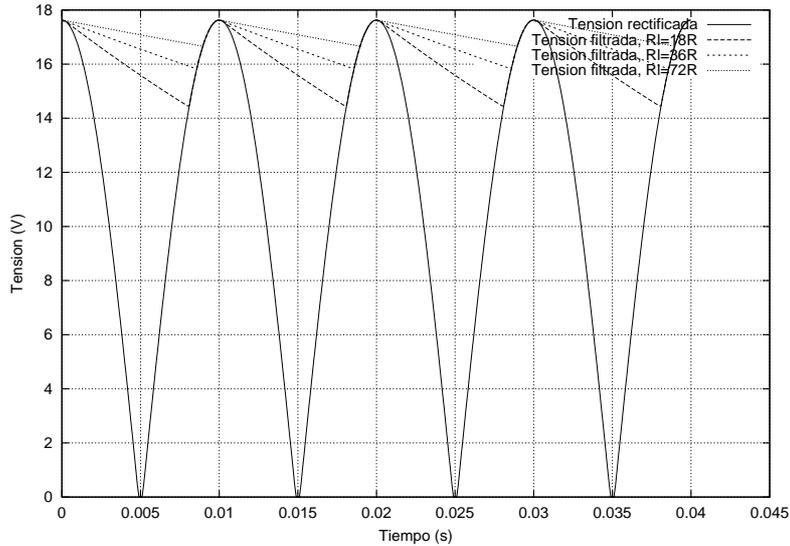


Figura 3.21: Rizado de la fuente de alimentación con puente de diodos

3.7. La resistencia

3.7.1. El componente

Los teóricos de la resistencia la denominan *resistor* para distinguir el *componente resistencia* de la *magnitud resistencia*, pero no han encontrado muchos adeptos entre los hombres prácticos. Baste para nosotros el no confundir ambos conceptos.

Ningún componente es perfecto. Podríamos decir que la resistencia es el más simple de todos los componentes, pero como ya vimos para los condensadores, nos encontramos con un curioso efecto: cada componente *pretende* ser una cosa, pero al analizarlo en detalle, nos encontramos siempre con elementos parásitos que pueden ser más o menos significativos. Una *resistencia*, tiene resistencia, pero también tiene inductancia (muy problemática a alta frecuencia), capacidad (dependiendo del montaje), y además genera ruido (ver capítulo 10.1). Siendo realistas para un uso como el que nos aplica, funcionando como limitación de corriente para un LED la resistencia que usamos se comportará de una forma casi idéntica a un componente ideal²⁷.

En cualquier caso, debemos recordar que una resistencia de 2 k Ω como la indicada no tendrá un valor de 2.000,00 Ω , sino que su valor puede tener cierta variación respecto a su valor nominal.

Aconsejamos el uso de resistencias de película metálica del 2% de tolerancia como componente de referencia: se trata de componentes de bajo precio (aprox 2 céntimos de Euro) y alta calidad.

3.7.2. Parámetros básicos

El parámetro más importante de una resistencia es... ¡correcto!: su valor resistivo. En segundo lugar, la potencia que es capaz de disipar. Nos vamos a detener un instante en este punto.

²⁷Las resistencias tienen efectos parásitos despreciables para la mayor parte de las aplicaciones.



Figura 3.22: Fotografía de una resistencia

Toda corriente eléctrica al pasar por una resistencia disipa una potencia (no es así el caso de un condensador ideal). Esta potencia provoca un aumento de la temperatura del mismo. *Cuánto* aumenta, depende de cómo se haya construido. Si es muy pequeña, presentará dificultades en transferir al ambiente el calor generado. Si se ha construido con aletas de refrigeración, la superficie de contacto con el aire es mayor, y por tanto se calentará menos.

Pero la temperatura alcanzada también depende de parámetros externos: temperatura ambiente y la existencia de ventilación²⁸. La ventilación forzada (por ejemplo, la que se obtiene mediante un ventilador, usado frecuentemente en los ordenadores) mejora espectacularmente la capacidad de disipación de calor²⁹. Recíprocamente, si se reduce el flujo de aire cercano al componente, la capacidad de transferencia de calor se ve penalizada, y en consecuencia, la temperatura del componente subirá pudiendo llegar a comprometer su fiabilidad.

La relación que liga el incremento de temperatura con la potencia disipada se denomina *resistencia térmica*, y será estudiado en detalle más adelante.

3.8. El fusible

El fusible es un componente que se usa como elemento de protección. Está compuesto por un filamento de una aleación de estaño y plomo, dentro de una cápsula de vidrio. El fusible presenta una resistencia baja, pero no despreciable, de modo que cuando es atravesado por una corriente, disipa una cierta potencia, lo que eleva su temperatura. Si la corriente se hace mayor, también lo hace la temperatura, hasta el punto en que el hilo se llega a fundir y el circuito se abre. Normalmente el proceso es bastante rápido, porque al subir la temperatura, también lo hace la resistencia, lo que provoca un aumento de la potencia disipada, y de la temperatura³⁰.

Los fusibles están caracterizados por la corriente a la que se funden, y en segunda medida, por la tensión que pueden soportar cuando están fundidos (si se sobrepasa esta tensión puede saltar una chispa entre los terminales).

Hemos de tener en cuenta que un fusible no es un elemento de precisión: la corriente a la que un fusible realmente se funde depende de la temperatura ambiente, de la forma de los pulsos, etc. Su función básica es la de protegernos contra cortos accidentales³¹.

²⁸Hay dos tipos de ventilación. La ventilación por *convección*, es la que se produce al elevarse el aire caliente, y entrar aire más frío en su lugar, que es la que tiene lugar en la calefacción doméstica con radiadores. En la ventilación *forzada* el aire se mueve empujado por un ventilador.

²⁹Esto introduce otro factor: si el ventilador falla y no se han tomado medidas oportunas, el circuito puede quemarse, con los problemas consiguientes. Y un ventilador fiable no es barato.

³⁰Este fenómeno se denomina realimentación positiva y lo estudiaremos en detalle más adelante.

³¹Una de las leyes de Murphy dice que una fuente de alimentación suele fundirse para proteger al fusible. Así nadie puede decir que no está avisado.



Figura 3.23: Fotografía de un fusible

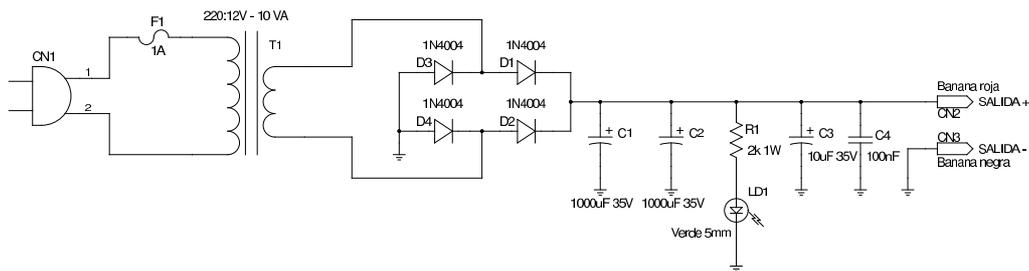


Figura 3.24: Esquema final de la fuente de alimentación

3.9. Revisión final de la fuente

3.9.1. Circuito final

En la figura 3.24 mostramos el esquema final de la fuente, en el que se muestran algunas mejoras introducidas a lo largo del capítulo.

3.9.2. Funcionalidad: rectificador con filtrado

La fuente de alimentación que hemos analizado realiza dos funciones básicas:

- La rectificación de una tensión alterna.
- El filtrado de la tensión resultante. Entendemos por filtrado el *alisado* de la tensión, realizado por los condensadores.

3.9.3. Prestaciones

Resumimos las prestaciones de la fuente:

- La fuente entrega una tensión de salida nominal de 17 Voltios en vacío
- El transformador permite una corriente de salida máxima de 0,6 A³²
- El factor de regulación es del 26% (dato tomado de un modelo concreto de transformador comercial)

³²Si el transformador tiene 10 VA y la tensión de salida es de 17 V, entonces la corriente máxima es de $I = \frac{P}{V}$

- La tensión de salida no es constante: tiene un *rizado* dependiente de la corriente de salida. A 0,5 A de salida, es de aproximadamente 2 V pico a pico (2 Vpp)
- La fuente incorpora un indicador luminoso a LED que permite al usuario una visión general del funcionamiento de la misma
- La fuente está protegida contra cortocircuitos accidentales mediante un fusible

3.9.4. Mejoras deseables y posibles

Dependiendo del uso que vayamos a dar a la fuente hay dos parámetros de la fuente que deberíamos mejorar si queremos usarla para alimentar circuitos electrónicos o como fuente de laboratorio:

- El rizado de la tensión de salida: puede provocar que algunos componentes del circuito a alimentar trabajen en tensiones fuera de rango (eg. en electrónica digital se requiere $5V \pm 10\%$, que debe respetarse en todo momento) o que la variación de la señal de entrada provoque perturbaciones en la señal a tratar (eg. un amplificador de audio).
- La regulación: variaciones de la carga debe provocar un mínimo de variaciones de la tensión de salida, por razones similares a las anteriores. Fallos de regulación en los sistemas amplificadores provocan un tipo de distorsión muy desagradable.

El primero de los problemas depende de la regulación que proporcionan los condensadores. El segundo está fundamentalmente relacionado con el *factor de regulación* del transformador. En el siguiente capítulo veremos como podemos mejorar ambos aspectos de un plumazo.

3.10. Componentes: ¿porqué tantos tipos?

Existen varios tipos de resistencias, de dieléctricos en los condensadores, miles de tipos de diodos y transistores. ¿A qué viene tanta variedad?, ¿es necesario conocerlos todos?. Interesantes preguntas.

Respecto a la variedad de componentes, la respuesta exige una visión pormenorizada. Respecto a los pasivos, responde a la necesidad de obtener características mejoradas en algún aspecto³³, y normalmente esto afecta a los materiales usados. En los semiconductores, está más relacionado con los procesos de fabricación. Considerando el gran número de fabricantes repartidos por todo el mundo, la variedad de opciones, y aplicaciones, las necesidades de ajustar los costes, la rápida evolución de los procesos de fabricación, es comprensible la existencia de una enorme variedad de componentes.

Por ejemplo, debemos tener en cuenta que existen varios tipos de diodos: rectificadores, de señal, zener, LED, etc. De cada uno de ellos existen cientos o miles de tipos, distintas soluciones de distintos fabricantes, unos compatibles entre sí y otros no. *La idea más importante es que al igual que los diodos, unos cuantos tipos pueden resolver casi todos nuestros problemas.* En el capítulo correspondiente se verán en detalle.

Respecto a los circuitos integrados, hemos de tener en cuenta que existen circuitos integrados para literalmente miles de *funciones* diferentes, desde las llaves electrónicas

³³Variación del parámetro básico con la temperatura o la tensión, corrientes o tensiones de funcionamiento extendidas, optimización del tamaño y muchas otras.

para la apertura de los coches, a los que llevan los relojes electrónicos, pasando por componentes de propósito general como los microprocesadores, memorias o amplificadores operacionales. Aunque los mercados emergentes masivos (PCs, teléfonos móviles) acosejan a los fabricantes de circuitos integrados a la especialización, resulta sorprendente como, para la mayor parte de las aplicaciones, se obtienen resultados excelentes con componentes diseñados en los años 80, fiables, de bajo coste y fáciles de encontrar. A lo largo del libro veremos varios ejemplos.

La forma más rápida y cómoda de conocer componentes en detalle, con características y precio es a través de catálogos de distribuidores o almacenistas, entre los que destacan RS-AMIDATA³⁴ y FARNELL³⁵.

3.11. Resumen del capítulo

A continuación, resumimos algunos de los conceptos más importantes del capítulo:

- Las resistencias están fundamentalmente caracterizadas por su valor resistivo y por la potencia que son capaces de disipar de manera segura.
- Los condensadores están fundamentalmente caracterizados por su capacidad, por la tensión máxima entre terminales y por su dieléctrico.
- Es esencial desacoplar las alimentaciones con condensadores, que no es sino una forma de asegurar que la fuente va a ser capaz de entregar la corriente de alta frecuencia demandada.
- Los fusibles están fundamentalmente caracterizados por la corriente máxima que soportan.
- Un transformador puede cambiar tensiones entre dos circuitos produciendo bajas pérdidas de potencia.
- Los transformadores están fundamentalmente caracterizados por la relación de transformación y por la potencia máxima que pueden entregar a la carga.
- El diodo es un dispositivo que presenta facilidad al paso de la corriente en un sentido (desarrollando una baja caída de tensión) y elevada resistencia al paso de la corriente en sentido inverso.
- Los diodos están fundamentalmente caracterizados por el material semiconductor y el tipo de uso (lo que determina la tensión de caída), pero se definen por un código de fabricante debido a la enorme variedad de tipos y prestaciones.
- La relación entre la potencia disipada y la temperatura que alcanza un dispositivo se denomina *resistencia térmica* y depende de la construcción del mismo y de factores ambientales.
- Se denomina *factor de regulación* de un transformador a la variación de la tensión de salida al variar la corriente entregada entre cero y el valor máximo.
- Un puente de diodos es un circuito con cuatro diodos que permite rectificar los dos semiciclos de una senoide. Es una solución mucho más efectiva y económica para la reducción del rizado que el uso de mayor capacidad para el filtrado.

³⁴<http://www.amidata.es>

³⁵<http://www.farnellcomponents.com>

- Un modelo es una visión simplificada pero suficientemente precisa de un dispositivo. Es válido sólo en cierto contexto.
- Un condensador es capaz de almacenar carga, tanto mayor cuanto mayor sea su capacidad y tensión.
- La tensión en bornas de un condensador no puede cambiar instantáneamente. Si se carga a corriente constante, la tensión varía según la expresión: $\frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{I}{C}$
- En una fuente de alimentación, los condensadores soportan el suministro de corriente a la carga la mayor parte del tiempo. Sólo en breves instantes el transformador carga los condensadores.
- La tensión de rizado en los condensadores de una fuente dependen de la capacidad empleada y de la corriente de descarga.
- Un condensador electrolítico presenta una resistencia serie que no es despreciable cuando se usa a elevadas corrientes.
- Todo condensador presenta un comportamiento inductivo que limita su funcionamiento a alta frecuencia. Este efecto puede compensarse mediante el uso de condensadores de menor capacidad en paralelo (en saltos de 100 veces).
- Se dice que un circuito es *lineal* cuando responde de manera proporcional a una determinada señal: responde el doble a una excitación doble, mitad a una excitación mitad.
- Se denomina *función de transferencia* a una relación que liga dos parámetros de un componente o sistema, por ejemplo, tensión y corriente en un diodo, o tensión de entrada y salida.

Capítulo 4

Fuente de alimentación regulable

4.1. Reguladores lineales

4.1.1. Necesidad de mejorar el filtrado

Ya hemos visto que la capacidad de reducir el rizado mediante condensadores de filtrado es limitada. Se denomina a ésta una *regulación pasiva*.

Habremos observado en numerosas ocasiones que al acercarse el oído a un altavoz que en este momento no tiene entrada de señal, podemos escuchar un zumbido (mmmmm). Un amplificador perfecto no debería producir señal alguna, pero un amplificador real puede provocar esta señal por un filtrado deficiente¹. Pensemos que un micrófono entrega señales del orden de unos milivoltios. Un diseño inadecuado puede sumar el rizado de la alimentación con la señal deseada.

Si las prestaciones obtenidas con unos buenos condensadores de filtrado no bastan, necesitamos algo más. Afortunadamente, este 'algo más' existe, y es asequible.

4.1.2. Arquitecturas de los reguladores lineales

En la figura 4.1 se muestran las dos posibles arquitecturas de un regulador lineal. Como es fácil deducir, ambas se basan en un divisor resistivo. Esto significa que la tensión de salida (V_o) será siempre menor que la tensión de entrada (V_{in}).

El regulador cuenta con un elemento que hace las veces de resistencia variable, de modo que deja pasar la corriente en mayor o menor medida, tratando siempre que la tensión de salida (V_o) sea constante.

- La figura 4.1-A muestra un regulador tipo *shunt*. Este tipo de reguladores suelen ser bastante simples, pero, por contra, presentan una baja eficiencia, ya que cuando la carga demanda baja corriente, el regulador se ve obligado a derivar la corriente no consumida a masa para mantener la tensión de salida constante.

¹No solo por un filtrado deficiente, también porque los cables de entrada captan señales inducidas de la red eléctrica.

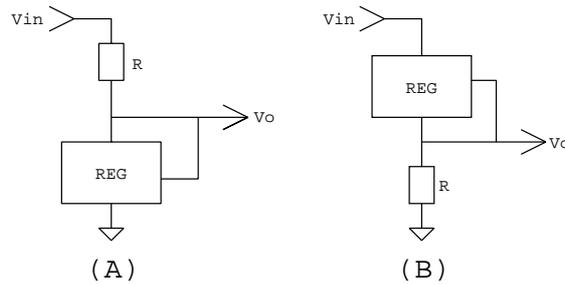


Figura 4.1: Arquitectura de los reguladores lineales

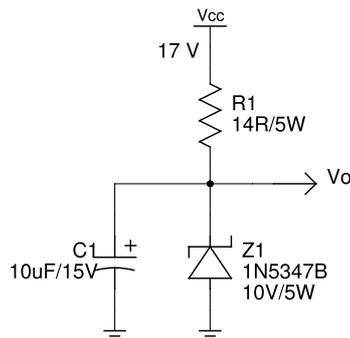


Figura 4.2: Regulador con diodo zener

- La figura 4.1-B muestra un regulador serie. El regulador cuenta con un elemento que hace las veces de resistencia variable. En este tipo de esquema se logra una mayor eficiencia, ya que la mayor parte de la corriente que atraviesa el regulador se entrega a la carga². Por contra suelen ser más complejos, e introducen nuevos factores como por ejemplo la tensión mínima de caída en el regulador.

En la figura 4.1 se muestra que el regulador tiene tres terminales, estando el 'tercero' conectado siempre a la salida. En el caso más general, el regulador muestrea la salida para mantener la tensión de salida constante.

Podemos preguntarnos dónde poner un regulador lineal. Es una respuesta muy simple: a la salida de una fuente, tras los condensadores de filtrado.

4.1.3. Regulador shunt con diodo Zener

Una de las formas más simples de resolver el problema de la regulación es el uso de un regulador basado en un diodo Zener, como el mostrado en la figura 3.8. Invitamos al lector a comparar su arquitectura con la de la figura 4.1-A. Vamos adaptar levemente este circuito para hacerlo compatible con las características de la fuente de alimentación de la figura 3.24 mostrándose el resultado final en la figura 4.2.

El diodo Zener es un diodo que ha sido construido de tal modo que en la zona de conducción inversa presenta una súbita zona de elevada conductividad. En cierto modo es similar a lo que sucede con un diodo normal, pero a diferencia de aquel:

- Este efecto se produce en la zona de conducción inversa

²Esto es así si la resistencia R tiene un valor mucho más alto que la resistencia efectiva de la carga, como suele ser el caso.

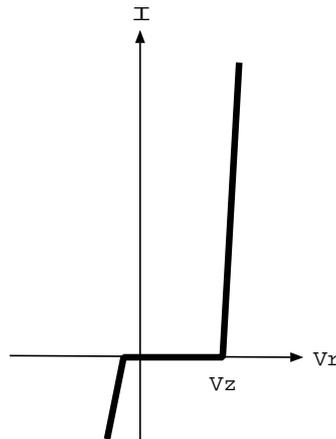


Figura 4.3: Modelo de la función de transferencia diodo Zener

- La tensión a la que se produce puede ser controlada en el proceso de fabricación, a diferencia de la conducción en la zona directa, que depende de los materiales usados

El modelo de la función de transferencia de un diodo Zener genérico se muestra en la figura 4.3. En el eje de ordenadas se especifica V_r , la tensión inversa (*reverse*), y no V_f , tensión directa (*forward*) como es común en un diodo.

Los diodos Zener están caracterizados por la tensión de conducción (V_Z) y por la potencia que son capaces de disipar. Como los diodos Zener son diodos de silicio, tienen una tensión de conducción directa de 0,7 V aproximadamente, pero recordemos que se usan en polarización inversa. La tensión a la que se produce la conducción se denomina *tensión de avalancha* o tensión Zener. En esta zona, el diodo se modela como una resistencia de bajo valor.

Veamos un ejemplo concreto basado en el ejemplo de la figura 4.2. Un fabricante especifica que para el diodo 1N5347B, con tensión de zener de 10 Volt y capaz de disipar 5W, presenta una resistividad de 2Ω a una corriente de 125 mA ³. En nuestro ejemplo, cuando trabajamos en vacío (sin carga), toda la corriente que circula por R1 atraviesa Z1. Como la tensión en bornas de Z1 es de aproximadamente 10 V, quedan 7 V para la resistencia. Por tanto, la corriente de la misma será de 500 mA. A esta corriente, la resistividad del diodo será algo más baja que los mencionados 2Ω , pero no mucho más baja. El diodo forma un divisor resistivo, con una función de transferencia de:

$$\frac{V_o}{V_{cc}} = \frac{2}{2 + 14} \sim 0,125$$

Es decir, que un rizado de 2 Volt ⁴ en V_{cc} se convertirá en un rizado de 250 mV en V_o .

Veamos ahora lo que sucede cuando conectamos a la salida V_o una carga que absorbe 0,5 A (20Ω). En la resistencia R1 caen 7 V, lo que significa que el diodo ve en bornas 10 Volt, y por tanto su impedancia se tornará muy alta, dejando pasar una corriente muy baja. Su disipación será prácticamente nula. En este caso, el regulador no realiza ninguna atenuación del rizado.

³La resistividad es variable con la corriente, inversamente proporcional a ella. Dicho de otra forma: la recta de la figura 4.3 en realidad tiene un aspecto redondeado.

⁴Ver figura 3.21 para R1 de 36Ω (0.5A)

Dejamos como ejercicio para el sufrido lector el análisis de lo que sucederá a valores intermedios de la carga.

Concluimos que la capacidad de filtrado del regulador es dependiente de la corriente demandada por la carga. Es tanto menor cuanto más corriente demanda la misma, sufriendo una notable degradación al acercarnos a la corriente de polarización. Por esta razón los reguladores a diodo Zener deben estar cuidadosamente sobredimensionados.

Cómo hemos comentado, el problema de este tipo de reguladores es su baja eficiencia: el consumo de corriente de la fuente es el mismo, con independencia de la corriente demandada por la carga⁵, lo que supone una gran cantidad de potencia perdida, lo que supone menor duración de las baterías (si fuera el caso) y calor generado, con lo que supone de necesidad de evacuarlo, con el coste que ello supone.

El condensador de desacoplo C1 empleado se usa por dos razones: a) los diodos Zener generan ruido, y el condensador ayuda a filtrarlo, y b) de este modo se mejora la impedancia en alterna.

Por último, hacemos notar que la tensión de avalancha es bastante dependiente de la temperatura, aunque existen técnicas de minimización.

Los reguladores en shunt basados en diodos Zener son una solución de regulación muy interesante por su sencillez, pero los datos anteriores hace que los reguladores con diodos Zener se usen solamente para fuentes de baja potencia, bajas prestaciones.

Proponemos como ejercicio para el lector el diseño de un regulador a Zener con los mismos parámetros anteriores, pero capaz de entregar a la carga 10 mA. Para ello, usaremos una corriente de polarización de 50 mA. Asimismo, se propone analizar lo que sucederá si la tensión de entrada baja a 12 Voltios.

4.1.4. Reguladores serie

Si al circuito anterior le añadimos un transistor, lo convertimos en un regulador serie. En el apartado 7.1.4 tenemos un ejemplo del mismo. Pero aun no hemos visto cómo funciona un transistor de modo que es mejor no perdernos ahora con detalles.

4.1.5. Reguladores conmutados

Hasta el momento hemos hablado de *reguladores lineales*. El apellido hace pensar que existen otro tipo de reguladores, y así es. Se trata de los *conmutados*. En los reguladores lineales, el elemento de paso es un dispositivo lineal que deja pasar la corriente en mayor o menor medida de manera progresiva.

Los reguladores conmutados utilizan un *conmutador* seguido de algún elemento capaz de almacenar carga: condensadores y/o bobinas.

Estos presentan algunas ventajas:

- Permiten obtener altas eficiencias ya que (idealmente) el conmutador y los elementos de almacenamiento no presentan pérdidas de potencia
- Pueden permitir que la tensión de salida sea superior a la de la entrada o de polaridad invertida.

⁵La corriente es la misma si la tensión de entrada no varía. Para que la tensión de salida no varíe, la tensión en bornas de la resistencia debe ser constante, y por tanto la corriente.

Por contra presentan algunos inconvenientes:

- La conmutación genera ruido que hay que atenuar, lo que no siempre es fácil.
- Son, en general, mucho más costosos y complejos de diseñar, y están sujetos a multitud de consideraciones.

La complejidad de los reguladores conmutados hace que su descripción quede fuera de este libro.

4.2. Reguladores lineales integrados

La construcción de un regulador lineal de *buenas* prestaciones requiere numerosos elementos: una buena referencia de tensión, comparadores con baja tolerancia a la temperatura, una estabilidad a prueba de bomba, etc. Por ello, desde que los circuitos integrados empezaron a ser populares y económicos, han existido numerosas propuestas de fabricantes para realizar reguladores lineales. Ya desde el principio se encontraron soluciones muy robustas, fiables y económicas, que se han convertido en verdaderos clásicos, y por ente, en *bestsellers*.

Simplificando un poco, nos encontramos con:

- **Reguladores de tensión fija:** se trata de dispositivos de tres terminales: entrada, salida y referencia (IN, OUT y GND). El dispositivo funciona de tal modo que varía su resistencia entre los terminales IN y OUT para que la tensión entre OUT y GND sea una dada. La serie más famosa, fiable y económica es la 78xx para reguladores de tensión positiva y 79xx para tensión negativa (e.g.: 7805 es un regulador de 5 Volt; 7912 es un regulador de -12Volt,...)
- **Reguladores de tensión variable.** Hay una mayor variedad. Existen dispositivos de tres terminales: IN, OUT y ADJ⁶. El dispositivo funciona de tal modo que varía su resistencia entre los terminales IN y OUT para que la tensión entre OUT y ADJ sea una dada. Un dispositivo típico es el 317.

4.3. Diseño de una fuente de tensión variable

Vamos a abordar el diseño de detalle de una fuente de laboratorio sencilla y económica.

4.3.1. Especificación de la fuente

Todo diseño electrónico nace de una necesidad concreta. En unas ocasiones será más fácil de cuantificar que otras. En nuestro caso, las especificaciones vienen dictadas por la experiencia. Queremos construir una fuente de alimentación con las siguientes características:

- Tensión de salida ajustable entre 5 y 12 Voltios⁷
- Corriente de salida máxima de 0,5 A (6 W)
- Regulación de carga mejor que el 2%

⁶ADJ proviene de *adjust* (ajuste)

⁷La tensión de 5 V se usa profusamente en electrónica digital. La de 12 Volt en circuitos lineales. Además es la de una batería de plomo.

4.3.2. Plan de trabajo

Para diseñar esta fuente, vamos a utilizar un esquema similar al mostrado en la figura 3.24, al que se le añadirá (a continuación de los condensadores de filtrado) un regulador lineal integrado: el LM317.

Vamos a abordar el trabajo del siguiente modo:

1. Analizaremos las características de este nuevo invitado y calcularemos los valores de los componentes que nos permitirán controlar la tensión en el margen especificado.
2. Analizaremos los requisitos de filtrado en los condensadores a partir de los de caída mínima del regulador
3. Haremos una selección del transformador basado en un modelo real
4. Calcularemos los valores de los condensadores de filtrado
5. Realizaremos un análisis de los problemas térmicos (como controlar la disipación de calor en el regulador)
6. Dibujaremos el esquema final de la fuente
7. Estudiaremos con cierto detalle cómo podríamos construir medidores de tensión y corriente para nuestra fuente de alimentación
8. Para cerrar el capítulo veremos por encima que otras consideraciones pueden ser de interés

4.4. El regulador 317

El regulador 317 es un circuito extremadamente popular, todo un clásico, que es barato, fácil de encontrar porque lo fabrican numerosos fabricantes, un dispositivo con una precisión muy adecuada, robusto y poco ruidoso.

Para los más avezados, se aconseja vivamente buscar su hoja de características en internet y estudiarla con detalle. Un lugar para buscar es <http://www.national.com>, y buscar el 'LM317'

En la figura 4.4, se muestra la aplicación típica del regulador 317, extraído de su hoja de características.

El regulador funciona del siguiente modo: varía su resistencia entre los terminales V_{IN} y V_{OUT} , de modo que intenta que la tensión entre V_{OUT} y ADJ sea de 1,25 Volt. Si despreciamos la corriente que circula por el terminal de ajuste (I_{adj}), funciona como un simple divisor resistivo.

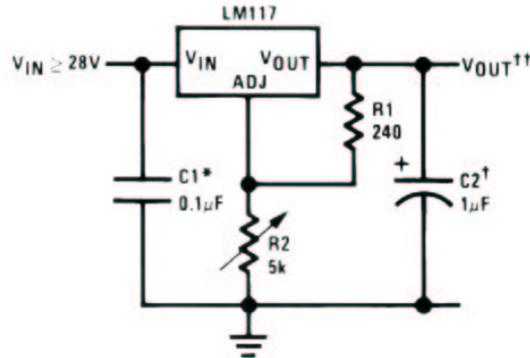
Para simplificar los cálculos, usemos la tensión de salida como referencia de tensiones en lugar de utilizar la masa:

$$V_{out} - V_{adj} = V_{out} \cdot \frac{R1}{R1 + R2} \Rightarrow V_{out} = (V_{out} - V_{adj}) \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) \quad (4.1)$$

¿De qué depende la tensión de salida? Básicamente de la relación de dos resistencias, ya que el 317 se encarga de que $V_{out} - V_{adj}$ sea igual a 1,25 Volt. Podemos escribir la ecuación anterior como:

Typical Applications

1.2V–25V Adjustable Regulator



00906301

Full output current not available at high input-output voltages

*Needed if device is more than 6 inches from filter capacitors.

†Optional — improves transient response. Output capacitors in the range of 1 μF to 1000 μF of aluminum or tantalum electrolytic are commonly used to provide improved output impedance and rejection of transients.

$$\dagger\dagger V_{OUT} = 1.25V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) + I_{ADJ}(R2)$$

Figura 4.4: Aplicación típica de un regulador 317

$$V_{out} = 1,25 \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) \quad (4.2)$$

Es la misma fórmula de la figura 4.4.

Las características más importantes del regulador se resumen en la figura 4.5. Se trata de una página extraída de la hoja de características de los reguladores de la familia LM117/LM317A/LM317 del fabricante NATIONAL SEMICONDUCTOR⁸. De los tres mencionados, vamos a usar el LM317⁹ en encapsulado de sufiño T (TO-220) (ver figura 4.6).

Los datos más importantes son:

- La tensión de referencia y su tolerancia
- Valor de la corriente de ajuste (I_{adj})
- Resistencia termica

4.4.1. Tensión de salida

El primer paso que vamos a dar es el del cálculo de las resistencias que nos van a permitir el regular la tensión de salida en los márgenes establecidos. Como elemento de regulación haremos uso de un potenciómetro o resistencia variable.

⁸El prefijo LM identifica el fabricante. El 317 es fabricado por multitud de fabricantes, que incorporan cada uno de ellos un prefijo.

⁹El LM117 es un dispositivo caracterizado para trabajar en rango extendido de temperaturas (-55 a 150 °C), el LM317A es un dispositivo de mayor precisión (y coste) y el LM317 es el dispositivo básico: el más económico y fácil de conseguir.

Electrical Characteristics (Note 3)									
Specifications with standard type face are for $T_J = 25^\circ\text{C}$, and those with boldface type apply over full Operating Temperature Range. Unless otherwise specified, $V_{IN} - V_{OUT} = 5\text{V}$, and $I_{OUT} = 10\text{ mA}$.									
Parameter	Conditions	LM317A			LM317			Units	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
Reference Voltage		1.238	1.250	1.262				V	
	$3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40\text{V}$, $10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$, $P \leq P_{MAX}$	1.225	1.250	1.270	1.20	1.25	1.30	V	
Line Regulation	$3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40\text{V}$ (Note 4)		0.005	0.01		0.01	0.04	%/V	
			0.01	0.02		0.02	0.07	%/V	
Load Regulation	$10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$ (Note 4)		0.1	0.5		0.1	0.5	%	
			0.3	1		0.3	1.5	%	
Thermal Regulation	20 ms Pulse		0.04	0.07		0.04	0.07	%/W	
Adjustment Pin Current			50	100		50	100	μA	
Adjustment Pin Current Change	$10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$, $3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40\text{V}$		0.2	5		0.2	5	μA	
Temperature Stability	$T_{MIN} \leq T_J \leq T_{MAX}$		1			1		%	
Minimum Load Current	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 40\text{V}$		3.5	10		3.5	10	mA	
Current Limit	$(V_{IN} - V_{OUT}) \leq 15\text{V}$ K, T, S Packages		1.5	2.2	3.4	1.5	2.2	3.4	A
		H Package	0.5	0.8	1.8	0.5	0.8	1.8	A
		MP Package	1.5	2.2	3.4	1.5	2.2	3.4	A
	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 40\text{V}$ K, T, S Packages		0.15	0.4		0.15	0.4		A
		H Package	0.075	0.2		0.075	0.2		A
		MP Package	0.55	0.4		0.15	0.4		A
RMS Output Noise, % of V_{OUT}	$10\text{ Hz} \leq f \leq 10\text{ kHz}$		0.003			0.003		%	
Ripple Rejection Ratio	$V_{OUT} = 10\text{V}$, $f = 120\text{ Hz}$, $C_{ADJ} = 0\text{ }\mu\text{F}$		65			65		dB	
	$V_{OUT} = 10\text{V}$, $f = 120\text{ Hz}$, $C_{ADJ} = 10\text{ }\mu\text{F}$		66	80		66	80	dB	
Long-Term Stability	$T_J = 125^\circ\text{C}$, 1000 hrs		0.3	1		0.3	1	%	
Thermal Resistance, Junction-to-Case	K Package					2.3	3	$^\circ\text{C/W}$	
	MDT Package					5		$^\circ\text{C/W}$	
	H Package		12	15		12	15	$^\circ\text{C/W}$	
	T Package		4	5		4		$^\circ\text{C/W}$	
	MP Package		23.5			23.5		$^\circ\text{C/W}$	
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient (No Heat Sink)	K Package		35			35		$^\circ\text{C/W}$	
	MDT Package (Note 6)					92		$^\circ\text{C/W}$	
	H Package		140			140		$^\circ\text{C/W}$	
	T Package		50			50		$^\circ\text{C/W}$	
	S Package (Note 6)		50			50		$^\circ\text{C/W}$	

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is intended to be functional, but do not guarantee specific performance limits. For guaranteed specifications and test conditions, see the Electrical Characteristics. The guaranteed specifications apply only for the test conditions listed.

Note 2: Refer to RETS117H drawing for the LM117H, or the RETS117K for the LM117K military specifications.

Note 3: Although power dissipation is internally limited, these specifications are applicable for maximum power dissipations of 2W for the TO-39 and SOT-223 and 20W for the TO-3, TO-220, and TO-263. I_{MAX} is 1.5A for the TO-3, TO-220, and TO-263 packages, 0.5A for the TO-39 package and 1A for the SOT-223 Package. All limits (i.e., the numbers in the Min. and Max. columns) are guaranteed to National's AOQL (Average Outgoing Quality Level).

Note 4: Regulation is measured at a constant junction temperature, using pulse testing with a low duty cycle. Changes in output voltage due to heating effects are covered under the specifications for thermal regulation.

Note 5: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k Ω resistor.

Note 6: If the TO-263 or TO-252 packages are used, the thermal resistance can be reduced by increasing the PC board copper area thermally connected to the package. Using 0.5 square inches of copper area, θ_{JA} is 50 $^\circ\text{C/W}$; with 1 square inch of copper area, θ_{JA} is 37 $^\circ\text{C/W}$; and with 1.6 or more square inches of copper area, θ_{JA} is 32 $^\circ\text{C/W}$. If the SOT-223 package is used, the thermal resistance can be reduced by increasing the PC board copper area (see applications hints for heatsinking).

LM117/LM317A/LM317

Figura 4.5: Características más importantes del LM317. Los datos en negrita son parámetros garantizados por medida de cada componente.

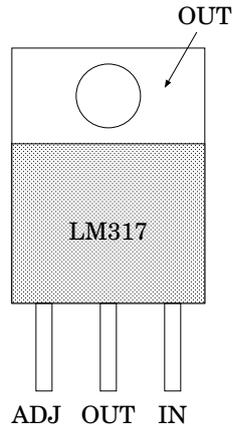


Figura 4.6: LM317 - Encapsulado TO220

Las resistencias que permiten controlar la tensión de salida se denominan R1 y R2 en la hoja de características. Ésta aconseja que R1 tenga un valor de 240 Ω .

Calculemos el valor que debe tener R2 para las tensiones extremas seleccionadas, y utilicemos un circuito formado por una resistencia en serie con una resistencia variable:

$$V_{out} = 12 \text{ V} \Rightarrow R2 = 2064 \Omega$$

$$V_{out} = 5 \text{ V} \Rightarrow R2 = 720 \Omega$$

Cómo los potenciómetros tienen valores normalizados de 1K y de 2K, parece razonable usar un circuito serie de: potenciómetro de 2K y resistencia de 680 Ω .

Con estos valores, vamos a recalculer qué valores extremos obtendremos, incluyendo ahora el efecto de I_{adj} .

$$V_{out} = 1,25 \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) + I_{adj} \cdot R2 \quad (4.3)$$

- I_{adj} tiene un valor máximo de 100 μA (ver figura 4.5). Esto supone un offset adicional en la tensión de salida de 0,2 V, lo que es despreciable.
- Si $R2=680 \Omega$, entonces V_{out} es de 4,8 Volt, valor muy adecuado para cubrir la tensión de 5 Voltios (4% por debajo).
- Si $R2=2680 \Omega$, entonces V_{out} es de 15,2 Volt. Si el consumo de corriente es elevado, el rizado en los condensadores puede alcanzar valores significativos, pero más allá de esto, no se produce otro tipo de anomalías.

¿No podríamos conseguir que en todo el margen del potenciómetro obtuviéramos el margen de tensiones deseadas?. El cliente (nosotros) lo exige. Nos debemos al cliente, y como poco, debemos intentarlo.

Consideremos que R2 es la suma de una resistencia fija y una variable:

$$R2 = R_{2F} + R_{2V} \quad (4.4)$$

En los extremos tenemos:

$$V_{OUT1} = 5V = 1,25 \left(1 + \frac{R_{2F}}{R_1} \right) \quad (4.5)$$

$$V_{OUT2} = 12V = 1,25 \left(1 + \frac{R_{2F} + R_{2V}}{R_1} \right) \quad (4.6)$$

Tras unos pocos cálculos (que normalmente no provocan dolores de cabeza), resulta:

$$R_{2V} = 5,6 \cdot R_1 \quad (4.7)$$

$$R_{2F} = 3 \cdot R_1 \quad (4.8)$$

Hemos visto que R_{2V} puede tomar el valor de 1 K Ω . Vamos a fijar

$$R_{2V} = 1 \text{ K}\Omega$$

por el sencillo argumento de que es un valor fácil de conseguir.

Resulta pues:

$$R_1 = 180 \Omega$$

$$R_{2F} = 510 \Omega$$

usando ya valores normalizados¹⁰.

Con estos valores, volvemos a calcular las tensiones de salida, y resulta un valor teórico entre 4,8 y 11,9V.

Nuestro cliente ya está contento.

4.4.2. Mínima tensión de caída en el regulador

Si miramos de nuevo la figura 4.1-B, observaremos que el regulador se comporta como una resistencia de valor dinámico, formando el conjunto un divisor resistivo. La tensión de salida será siempre inferior a la de entrada.

Imaginemos por un momento que conectamos un regulador lineal a la salida de una pila, y fijamos la tensión deseada para alimentar un circuito. Conforme la pila se va gastando, va bajando su tensión, pero el regulador, mantiene la tensión de salida constante. Esto lo hace disminuyendo la resistencia serie del divisor. Pero sólo hasta cierto punto. Puede suceder que exista una resistencia mínima que no pueda bajarse, o que se necesite una cierta tensión para polarizar uniones de semiconductor, como la que vimos en los diodos. Normalmente sucederán las dos cosas.

¹⁰Podemos preguntarnos qué queda de la recomendación de $R_1=240 \Omega$. No se trata de un parámetro crítico, sino un compromiso entre un valor bajo, que provocaría elevado consumo, o alto que haría dominante el efecto de la corriente de polarización.

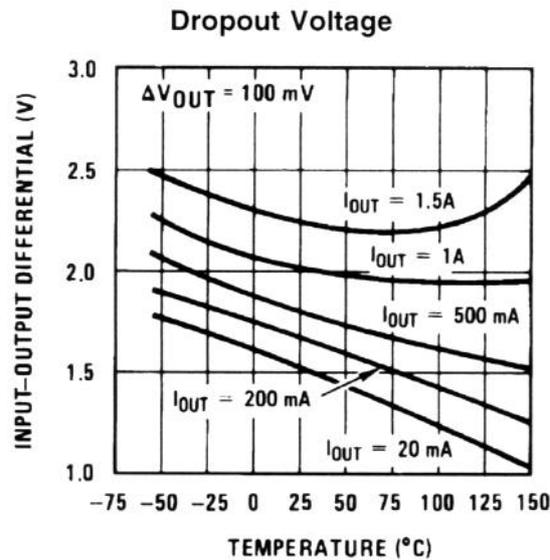


Figura 4.7: Tensión de caída en el regulador LM317

Dicho de otro modo: un problema de *todo* regulador lineal serie es que requiere que la diferencia entre la tensión de entrada y la de salida sea siempre mayor que un cierto valor. A esta tensión mínima se denomina tensión de *dropout*¹¹.

La figura 4.7, proporcionada por el fabricante, especifica cual es la *caída mínima* requerida por el regulador LM317 en función de la corriente de salida y la temperatura. Para una corriente de 500 mA, la tensión de *dropout* es inferior a 2,0 Volt en todo el rango de temperatura. Para un consumo de 20 mA, los requisitos se relajan, pero la tensión de caída en el regulador debe ser siempre superior a 1,6 V para temperaturas superiores a 0 °C. Especificar una caída mínima en el regulador de 2,0 V no es en exceso conservador.

Si queremos una regulación correcta para tensiones de salida de hasta 12 V, entonces a la entrada del regulador debe haber tensiones *siempre* superiores a 14 Voltios. *Siempre*, quiere decir que hemos de tener en cuenta el rizado en los condensadores de filtrado. La situación peor se dá cuando se programa la fuente para trabajar a máxima tensión de salida, y que es cuando la caída en el regulador es mínima, y a la máxima corriente de carga, que es cuando el rizado de los condensadores es más notable.

Si la tensión en los condensadores cayera tanto que no pudiéramos mantener la tensión de *dropout*, que el regulador dejaría de regular, y la tensión de salida caería (ver la figura 4.8). Idealmente, el regulador reduce de forma espectacular el rizado, pero en los puntos en los que la tensión de entrada baja demasiado, el dispositivo deja de regular, y el rizado sería notablemente visible a la salida.

4.5. Tensión de salida del transformador

En el capítulo 3.3 estudiamos el transformador con un cierto detalle. Vamos ahora a profundizar algo más en la elección de un transformador para nuestra fuente, y para ello, vamos a basarnos en datos reales de unos transformadores para montaje en circuito impreso, del catálogo de RS/AMIDATA.

¹¹Así es cómo se denomina en la lengua de Shakesperare la caída de tensión

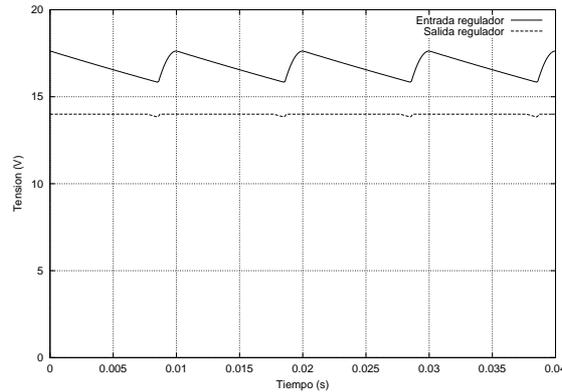


Figura 4.8: Rizado a la salida del regulador por filtrado inadecuado

Vamos a escoger transformadores de 220 V y 2x6 V. Pondremos los dos secundarios en serie de modo que para todos los efectos, tenemos un transformador de 12 V de salida. Recordemos que siempre se habla de tensiones de valor eficaz.

Cómo queremos dar un máximo de 0,5A a 12V, podemos pensar en usar un transformador de 6 VA ($0,5 \text{ A} \times 12 \text{ V} = 6 \text{ VA}$). Sin embargo, como ya vimos, este cálculo no es correcto, ya que el diodo rectificador hace trabajar al transformador en torno a las tensiones de pico y no las eficaces¹², o que requiere rebajar el valor de la corriente máxima en un 40%. Por esta razón, nos vemos obligados a usar un transformador de 10 VA.

El fabricante especifica que la tensión eficaz con carga es la nominal, y sin carga un 35% superior. Esto significa que las tensiones de pico con y sin carga a la salida del transformador son de 17 V y 23 V respectivamente. Cómo cada diodo tiene una caída aproximada de 0,6V y hay dos en serie, la tensión de pico en bornas de los condensadores de filtrado variará entre 15,8 y 21,8 V¹³. Estas tensiones tienen dos implicaciones importantes:

- La tensión mínima es la base del cálculo de la capacidad de filtrado. Una vez establecida cual debe ser la tensión mínima (en todo momento) a la entrada del regulador, basta una resta para obtener el valor del rizado máximo admisible en el circuito de filtrado.
- Son una referencia para especificar el valor de tensión máxima de los condensadores electrolíticos de filtrado, pues recordemos que, junto a la capacidad, la tensión máxima de trabajo es un parámetro que caracteriza un condensador electrolítico.

¹²Es más fácil entender el concepto si consideramos un rectificador de simple onda. El diodo rectificador conduce solo cuando la tensión del transformador es superior a la tensión rectificadora y filtrada por el condensador, lo que sucede en un porcentaje pequeño del ciclo, dependiente de la carga del circuito y del valor de la capacidad. Es muy complicado (e innecesario) el cálculo analítico del valor eficaz de esta corriente, pero podemos realizar una aproximación intuitiva: si la tensión rectificadora y filtrada corresponde al valor de pico y no el eficaz, para mantener una potencia suministrada eficaz en el transformador, debemos dividir la corriente suministrada por el mismo factor que estamos incrementando la tensión de salida: $\sqrt{2} = 1,4$

¹³Se podría argumentar que incluir la caída de tensión de los diodos es innecesaria, ya que es inferior a un 10% de la tensión total. Sin embargo, esta caída es un factor muy significativo de la diferencia de tensión entre el valor de pico a la salida del transformador y el requerido a la salida del regulador, por lo cual no puede ser despreciado.

4.6. Tensión de rizado: condensadores de filtrado

Una vez analizados los requisitos de tensión mínima a la entrada del regulador, estamos en condiciones de trasladarlo a requisitos de filtrado por parte de los condensadores.

El caso peor sucede cuando:

- configuramos la fuente a tensión de salida máxima: la tensión en bornas del regulador es mínima.
- demandamos a la fuente el valor máximo de corriente: el rizado es máximo y la tensión de salida del condensador alcanza su valor mínimo.

Ya hemos visto que si queremos mantener el rizado de salida a raya, la tensión en la entrada del regulador debe ser siempre superior a 14 Volt. Por otro lado, a máxima carga, la tensión de pico en bornas de los condensadores es de 15,8 V. Esto significa que admitimos un rizado de 1,8 Volt máximo.¹⁴

Aplicando la fórmula de la capacidad resulta:

$$\frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{I}{C} \Rightarrow C = I \cdot \frac{\Delta t}{\Delta V} \quad (4.9)$$

En consecuencia, si usamos un rectificador de onda completa para una frecuencia de red de 50 Hz, $\Delta t=10$ ms, y resulta que $C=2.800 \mu\text{F}$. Este es el valor mínimo de la capacidad para conseguir el rizado especificado¹⁵.

Podríamos usar un condensador de $3.300 \mu\text{F}$, pero hay varios inconvenientes:

- Se trata de un valor poco frecuente, difícil de encontrar
- Los condensadores electrolíticos de estos valores tienen tolerancias de $\pm 20\%$ por lo que si tenemos un componente en el límite de la tolerancia, ya no cumplimos los requisitos, que como hemos visto pueden afectar fuertemente al rizado de salida al programar la fuente a tensión de salida máxima.

Por todo ello, pero sobre todo por la segunda razón parece mas razonable usar dos condensadores de $2.200 \mu\text{F}$ en paralelo. Esto tiene la ventaja de una menor inductancia. Asimismo, el precio es muy similar (el precio de un condensador de capacidad C es aproximadamente la mitad de uno de capacidad 2C). Respecto a la resistencia serie efectiva, tendremos un resultado muy similar, y sólo perderemos en el volumen ocupado, que será mayor usando dos condensadores que uno.

De este modo, recapitulando los valores obtenidos de tensión máxima podemos concluir en la selección de dos condensadores de $2.200 \mu\text{F}/35\text{V}$. Según el catálogo de RS, unos componentes típicos admiten corrientes de 1,2 A, lo que resulta una elección conservadora. Asimismo, una tensión de trabajo máxima de 35 V frente a los casi 22 V que verán en nuestro circuito es una cifra razonable para un parámetro que debe estar siempre sobredimensionado so pena de sacrificar la fiabilidad del circuito.

¹⁴Es ahora donde se percibe con toda claridad que la tensión de caída de los diodos NO puede ser despreciada.

¹⁵Se puede argumentar que esta fórmula no es del todo correcta. En una fuente con bajo rizado es bastante acertado el suponer una corriente de descarga constante, pero el tiempo real de descarga es algo más bajo. Sin embargo, el error es pequeño y simplifica notablemente los cálculos, ofreciendo una solución levemente conservadora.

La elección de los parámetros previos tiene implicaciones no despreciables en el precio total de la fuente. Por ello, es normal que los fabricantes de fuentes de bajo coste apuren¹⁶ mucho los valores de capacidad, tensión y corrientes de rizado, lo que provoca en poco tiempo de uso una reducción espectacular de la capacidad de filtrado de la fuente a causa de la degradación que sufren los dispositivos al verse obligados a trabajar fuera de los márgenes para los que han sido diseñados.

Con dos condensadores de 2.200 μF en paralelo (4.400 μF) y con una carga de 0,5 A, el rizado esperado es de 1,1 Volt.

4.7. Asuntos de calor y temperatura

Vamos calcular la potencia disipada por el regulador de tensión.

Ya hemos visto (ecuación 2.6) que la potencia eléctrica disipada en un componente es igual al producto de la corriente que lo atraviesa por la tensión que cae en sus bornas ($P = I \cdot V$). Si queremos calcular la potencia disipada por el regulador, la I es la corriente que atraviesa el regulador (la corriente de carga), y la V es la tensión que hay entre la entrada y la salida. O dicho de otro modo, igual a la diferencia entre la tensión a la salida del transformador/condensador y la tensión de salida de la fuente. El valor máximo se alcanza cuando la fuente está configurada a tensión de salida mínima y pedimos la corriente máxima.

Ya hemos calculado que la tensión a la entrada del regulador con plena carga es de 15,8 Volt. Si configuramos la salida a 5 Volt, nos encontramos con que en bornas del regulador lineal caen 10,8 Volt, casi 11 Voltios. La potencia que debe disipar (en forma de calor) es de 5,5 W. Eso es mucho calor: vamos a ver inmediatamente *cuánto* de *mucho*.

En la hoja de características del regulador (figura 4.5) se especifica que la *resistencia térmica* del regulador entre la unión (dado de silicio) y el ambiente para el LM317T (en encapsulado TO-220) es de 50 °C/W. Esto significa simplemente que se produce un *incremento* de la temperatura de la unión de 50 °C por cada vatio que debe disipar. Si se pedimos disipar 5,5 W, el incremento sería de 275 °C, lo que provocaría en poco tiempo la destrucción del regulador (aunque el chip incorpora mecanismos de protección, la Ley de Murphy tiene prioridad sobre otras muchas leyes de la naturaleza, incluidas las de Ohm, Joule y las de la Termodinámica).

El encapsulado de los componentes de este tipo se diseña para que la *resistencia térmica de la unión al encapsulado* sea baja. Es responsabilidad del usuario el encontrar mecanismos que permitan una rápida evacuación del calor, o si se prefiere, que reduzcan la resistencia térmica del encapsulado al ambiente. El mecanismo es siempre el mismo: aumentar la superficie caliente en contacto con el aire. El dispositivo típico que permite esto se denomina *radiador* o *disipador*.

La resistencia térmica (R_{th}) es un concepto muy similar a la eléctrica: es la dificultad a la transmisión del calor. Del mismo modo, la temperatura es asociable a la temperatura y la potencia a la corriente eléctrica.

$$\Delta Temp(^{\circ}C) = R_{th} (^{\circ}C/W) \cdot Pot (W) \quad (4.10)$$

Cómo hemos visto, los fabricantes (ver figura 4.5) especifican dos resistencias térmicas:

¹⁶Si apuramos parámetros, nos salimos de márgenes, pues son muchos los factores implicados y todos ellos pueden sufrir variaciones.

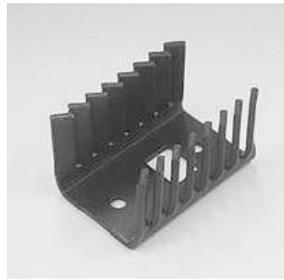


Figura 4.9: Disipador para TO-220

- Resistencia térmica de unión a encapsulado (*juntion to case*)
- Resistencia térmica de unión a ambiente (*juntion to ambient*). Es la que tiene el dispositivo aislado del mundo, sin disipador.

Vamos a ver el disipador tenemos que poner. La fuente trabaja en interiores, en los que la temperatura máxima se sitúa típicamente en 30 °C. Para impedir un excesivo calentamiento, se suele fijar una temperatura máxima en la unión de 110 °C¹⁷. Podemos por tanto admitir subidas de temperatura de 80 °C. Resulta pues que la resistencia térmica entre la unión el ambiente debe ser de 14,5 °C/W. Dado que la resistencia térmica entre la unión y el encapsulado está especificada por el fabricante en 5 °C/W, debemos usar un disipador que proporcione una resistencia térmica entre el encapsulado y el ambiente inferior a 10 °C/W, lo que nos pone en un disipador de tamaño mediano y precio no despreciable (bastante mayor que el del chip a refrigerar). Ver figura 4.9.

Existe una forma sencilla de comprobar si un componente está demasiado caliente, y se denomina *prueba de los cinco segundos*. Consiste en tocar con la yema de los dedos el componente sospechoso. Si es posible aguantar el dedo cinco segundos, el componente se haya a una temperatura suficientemente baja. Ni que decir tiene, que para evitar quemaduras se debe iniciar con precaución o poner algo de saliva en el dedo si hay sospechas de que la temperatura pudiera ser mucho más alta.

Pero no basta un disipador: es muy importante que el montaje del regulador en el radiador se haga de forma adecuada: usar una grasa que asegure buen contacto térmico entre el regulador y disipador, favorecer la ventilación... De otro modo la resistencia térmica real será más grande y el calentamiento mayor. El uso de ventiladores mejora sustancialmente la resistencia térmica, pero tenemos un problema cuando se estropea (cosa que, antes o después llega a ocurrir). En cualquier caso, el uso de un ventilador en una fuente como la nuestra está fuera de sentido (como no lo estaría en una fuente de 500W).

Para asentar los conocimientos recién adquiridos sobre resistencias térmicas podemos calcular cual será la temperatura en el encapsulado del dispositivo¹⁸: 28 °C de incremento: llegará a ser de aproximadamente 60 °C.

¹⁷Los datos de silicio pueden trabajar de forma eficiente entre 120 y 130 °C dependiendo de la tecnología y especificaciones. Se suele referir como la *temperatura de unión (juntion)*. La hoja de características fija para el LM317 una temperatura de trabajo de 150 °C, aunque debemos evitar temperaturas tan altas, entre otras cosas, porque se reblandecería el estaño de las soldaduras. La temperatura baja progresivamente al separarnos de la fuente de calor. Existe una forma sencilla de saber si un dispositivo está excesivamente caliente (por encima de 80 °C): se denomina la *prueba de los cinco segundos*. Se coloca el pulgar sobre el dispositivo. Si podemos aguantar el dedo cinco segundos, es que la temperatura es aceptable. Debemos advertir que previo a la ejecución de la prueba conviene evaluar la temperatura para evitar que se produzcan quemaduras.

¹⁸Y no sólo por curiosidad, sino porque una temperatura excesivamente alta puede producir quemaduras que no son nada agradables para el que las reciba. Sería una lástima cuidar más al dado de silicio que al operador.

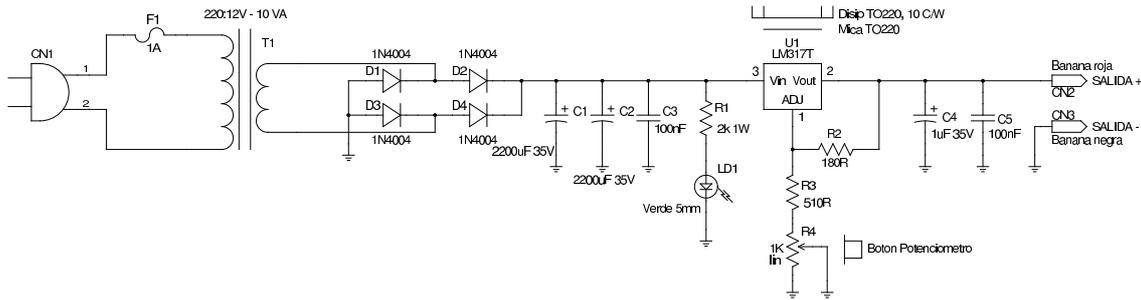


Figura 4.10: Esquema de la fuente de alimentación regulable

La solución adoptada es muy digna, pero nos ha puesto cerca del límite de una solución elegante. Podríamos preguntarnos si habría alguna otra solución al problema. Una posible solución alternativa, aunque algo artificiosa es la de usar un interruptor que nos permitiera poner los dos secundarios del transformador en paralelo, o usar sólo uno de ellos, cuando trabajamos con bajas tensiones de salida. Esto evitaría que la tensión a la entrada del regulador fuera muy alta y por ende, mejoraría el rendimiento de la fuente. Sin embargo, es una solución engorrosa pues exigiría al usuario acordarse de ello, o un circuito complicado que conmutara automáticamente.

4.8. Esquema completo de la fuente de alimentación

4.8.1. Esquema

En la figura 4.10 se muestra el esquema de la fuente de alimentación regulable. Sólo incorpora una novedad a lo ya visto: la presencia de C4 y C5. Se trata simplemente de responder a los requisitos del fabricante (ver figura 4.4).

4.8.2. Lista de materiales

La lista de materiales es una lista detallada de los componentes necesarios. La lista se hace habitualmente con el criterio de simplificar la adquisición de los mismos, por lo que se agrupan los que tienen el mismo valor. Asimismo, se ordenan por grupos.

Cant	Descripcion	Referencia
1	Resistencia 2K, 1W	R1
1	Resistencia, 240R, 1/4 W	R2
1	Resistencia, 680R, 1/4 W	R3
1	Potenciómetro 1K lineal	R4
2	Condensador 2200uF, 35V, electrolítico aluminio, axial	C1, C2
2	Condensador 100nF, cerámico X7R	C3, C5
1	Condensador, 1uF, 35V, electrolítico aluminio, axial	C4
4	Diodos 1N4004	D1, D2, D3, D4
1	LED verde 5 mm	LD1
1	Regulador lineal LM317T, encapsulado TO-220	U1
1	Transformador 220:6+6, 10 VA	TR1
1	Portafusibles para montaje chasis	F1
1	Fusible 1 A	-
1	Base de enchufe para red, macho	CN1
1	Cable de red con clavija y hembra base de enchufe	-
1	Terminal hembra banana para chasis, rojo	CN2
1	Terminal hembra banana para chasis, negro	CN3
1	Mica para TO200	
1	Radiador TO200, 10 °C/W	
1	Botón para potenciómetro	
1	Caja aluminio	

4.9. Medidores de corriente y tensión

Toda fuente de laboratorio incluye medidores de tensión y corriente de salida.

Vamos a dedicar este apartado a estudiar cómo podríamos hacerlo. Será una útil introducción a la instrumentación electrónica, pues nos permitirá entender cómo funcionan los polímetros y qué limitaciones tienen.

4.9.1. Galvanómetro

En la época pre-digital (que no es tan lejana), todos los medidores se hacían en base a un galvanómetro de aguja. Se trata de un instrumento que provoca el desplazamiento de una aguja de forma proporcional a la *corriente* que atraviesa una bobina.

No pensemos que estamos hablando de cosas de una época pasada: los polímetros analógicos, los indicadores de los tableros de mandos en los coches, los medidores de los cuadros eléctricos se siguen haciendo con galvanómetros de aguja.

Un galvanómetro tiene dos parámetros importantes:

- La **corriente de fondo de escala**: la corriente que debe atravesar el galvanómetro para que la aguja llegue al fondo de la escala graduada.
- El valor de su **resistencia óhmica**: es el impuesto que tenemos que pagar por usar componentes imperfectos. Idealmente, el galvanómetro debería medir una corriente sin provocar caída de tensión. Cuanto más sensible es un galvanómetro (menor corriente de fondo de escala), más vueltas de hilo necesita para crear un campo magnético suficientemente fuerte como para desplazar la aguja, y por tanto, mayor resistencia tiene.

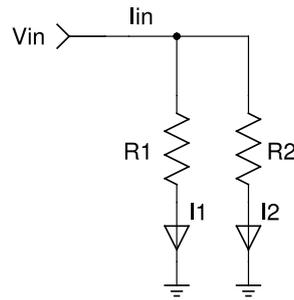


Figura 4.11: Divisor de corriente

De un catálogo obtenemos los datos de un galvanómetro real:

- Fondo de escala: $100 \mu\text{A}$
- Resistencia interna: $3,750 \text{ K}\Omega$

4.9.2. Medidor de corriente

Si con anterior galvanómetro quisiéramos medir una corriente de 0 a $100 \mu\text{A}$, sería muy sencillo porque no tendríamos que hacer nada más que ponerlo en serie con el circuito a medir. Lamentablemente, hemos introducido una resistencia serie de $3\text{K}7 \Omega$, que según la aplicación puede ser despreciable o un despropósito.

Esto nos pone por primera vez ante un hecho irremediable. Cualquier medida modifica de alguna forma el sistema a medir. Nuestra tarea es la de tratar de que el efecto introduzca errores despreciables o al menos que estos errores puedan ser cuantificados. La primera consecuencia que podemos sacar es que debemos ser cautos con las medidas: no siempre reflejan la estricta realidad.

Si quisiéramos medir corrientes más bajas, tenemos varias opciones:

- Usar un amplificador de corriente.
- Conformarnos con usar una parte más pequeña de toda la escala, lo que puede ser o no aceptable. Trabajar en una zona más pequeña aumenta el error de medida. Si tenemos una regla de 10 cm con escala de milímetros, podemos medir un tornillo de $3,5 \text{ mm}$, cometiendo un error de $\pm 0,5 \text{ mm}$. Con el galvanómetro sucede algo similar, con un error adicional (las posibles no linealidades del mismo).
- Usar un galvanómetro más sensible, realizado con imanes más poderosos y materiales de menor rozamiento, lo que elevará notablemente el precio y la fragilidad.

Y si queremos medir corrientes más altas (como es el caso de la fuente de alimentación), podemos utilizar un *divisor de corriente*. Se trata de un concepto similar al divisor de tensión, que de una tensión alta permite obtener una tensión más baja, proporcional a la primera. El divisor de corriente se muestra en la figura 4.11.

La caída de tensión en el conjunto es:

$$V_{in} = I_{in} \cdot R_{eq} = I_{in} \cdot (R_1 // R_2) = I_{in} \cdot \left(\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right) \quad (4.11)$$

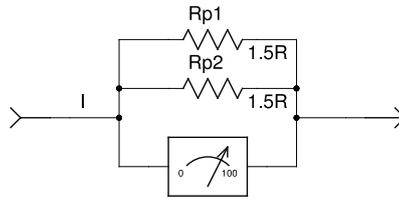


Figura 4.12: Medidor de corriente 0,5 A

La corriente que pasa por la resistencia R1 (que llamaremos I1) es:

$$I1 = \frac{V_{in}}{R1} \Rightarrow I1 = I_{in} \cdot \left(\frac{R2}{R1 + R2} \right) \quad (4.12)$$

Cómo podemos ver, se trata de una expresión muy similar a la del divisor de tensión resistivo.

Ejemplo: Queremos hacer un medidor de corriente de nuestra fuente de alimentación, que puede entregar una corriente máxima de $I=0,5$ A. En el ejemplo anterior $I_1=100 \mu\text{A}$, $R_1=3750 \Omega$. Por ello, resulta que R_2 debe valer $0,75 \Omega$. No se trata de un valor normalizado, pero se puede construir con dos resistencias de $1,5 \Omega$ en paralelo. Ver la figura 4.12. Es conveniente hacer notar que el valor de la resistencia del propio galvanómetro es despreciable frente al paralelo.

Medir la corriente nos supone introducir en el circuito una resistencia serie de bajo valor. Esta resistencia provoca una caída de tensión adicional, (en el ejemplo anterior llega a ser de $0,4$ Volt). En nuestra aplicación, es bastante asumible, pero reducirá notablemente las prestaciones de *regulación de carga*, es decir, de la variación de la tensión de salida con la corriente (ver apartado 5.14).

Deberemos redibujar la escala del galvanómetro para reflejar la nueva escala. Si esto no es posible, una estrategia que a veces se usa es la de indicar el factor por el que debemos multiplicar para obtener la medida real. En nuestro caso es: $\times 5$ mA. Si se mide 100, la medida real es $100 \cdot 5 = 500$ mA

4.9.3. Medidor de tensión

Para medir tensión, podemos usar de nuevo un galvanómetro en *serie* con una resistencia (ver la figura 4.13). Una determinada tensión en bornas del conjunto provocará una corriente que puede ser medida por el galvanómetro.

Ejemplo: Realización de un voltímetro para la fuente de alimentación. Parece razonable fijar el fondo de escala a 20 Volt¹⁹. por lo que:

$$R_{serie} = \frac{V_{FE}}{I_{FE}} = \frac{20V}{100\mu A} = R_{galv} + R_{ext} = 200 K\Omega$$

¹⁹Los fondos de escala, o las sensibilidades (e.g. en un osciloscopio) se fijan en factores de 1, 2 ó 5. La razón es muy simple: de este modo resulta muy fácil realizar cálculos mentales. Por ejemplo si la aguja está en la posición 3,7 y tenemos un fondo de escala de $\times 2$ V, resulta que la medida es de $7,4$ Volt. Si en el ejemplo que nos ocupa usáramos un fondo de escala de 12 Volt usaríamos toda la resolución del instrumento, pero por contra se complicaría enormemente el poder interpretar las medidas.

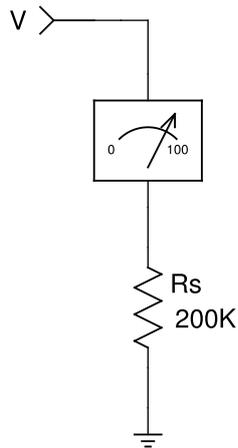


Figura 4.13: Medidor de tensión de 20 Voltios

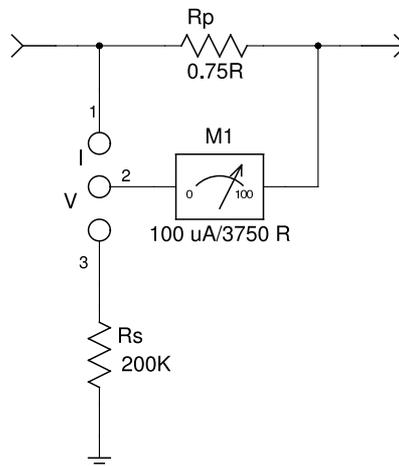


Figura 4.14: Amperímetro o voltímetro con el mismo instrumento

La resistencia del galvanómetro es despreciable, por lo que habremos de poner una resistencia de $200\text{ K}\Omega$ en serie con el medidor. Ver figura 4.13.

Una vez más el circuito de medida carga el circuito a medir. En nuestro caso es inapreciable, pero en ciertos circuitos de baja potencia, puede modificar fuertemente el circuito a medir.

La medida del galvanómetro debe multiplicarse por $0,2\text{ V}$ para ser el valor real de la tensión. Si mide 50, la medida real es $50 \cdot 0,2 = 10\text{ Volt}$.

4.9.4. Dos al precio de uno

Si usamos la configuración de la figura 4.14 podemos realizar medidas de tensión o corriente mediante la conmutación de un interruptor.

4.9.5. Errores de medida

Las medidas realizadas están sometidas a errores debido a:

- Tolerancias del fondo de escala del galvanómetro (especificadas por el fabricante)
- Tolerancia de la resistencia serie del galvanómetro (especificada por el fabricante), despreciables en nuestro ejemplo (ya que las resistencias serie y paralelo son dominantes), pero de seguro no en otros
- Precisión intrínseca del medidor (debido a no linealidades)
- Tolerancias de las resistencias serie o paralelo
- Errores de paralaje: si la aguja no se mira perpendicularmente a la escala, parece estar en un lugar diferente. Para evitar este problema, en los instrumentos de precisión se suele colocar un espejo que permite comprobar la perpendicularidad de la medida.

4.9.6. Introducción al polímetro

Ya hemos visto una aproximación a un instrumento que puede medir tensiones o corrientes. El polímetro permite seleccionar también la escala. Hemos puesto las bases que nos permiten entender cómo se puede hacer un polímetro analógico con capacidad de medida de corrientes o de tensiones.

4.9.7. ¿Digital?

Lo aquí expuesto vale *igualmente* si en vez de usar un galvanómetro de aguja usamos un *voltímetro digital*. La mayor diferencia reside en que éste realiza medidas de tensión y no de corriente, y que la medida se ofrece al usuario directamente de forma numérica. Por contra, necesita ser alimentado externamente (cosa que no sucede con el galvanómetro). Los parámetros básicos de un voltímetro basado en el circuito integrado 7106:

- Fondo de escala: 200 mV (realmente puede llegar a presentar 199,9 mV)
- Impedancia: 1,0 M Ω
- Precisión: $\pm 0,1\%$ + 1 dígito

El precio de este voltímetro es inferior a dos veces el de un galvanómetro, pero para que sea útil, hay que añadirle unos indicadores luminosos (LEDs o visualizador de cristal líquido²⁰)

Dejamos como ejercicio al alumno el pensar cómo se podría incluir este voltímetro digital en nuestra fuente para medidas de corriente y tensión. Podemos observar que permite obtener mejores prestaciones que el galvanómetro.

4.10. Efectos de segundo orden en la fuente

Llegados a este punto, puede parecernos que hemos sido muy rigurosos y exhaustivos. Es cierto, pero aun nos quedan bastantes cosas en el tintero.

- Tolerancia del transformador: la tensión de salida nominal admite tolerancias de hasta un $\pm 5\%$ para el modelo de transformador que hemos considerado.

²⁰LCD: *Liquid Crystal Display*

- Variaciones de la tensión de red: según el lugar en el que se conecte, y la calidad de la red de distribución, la tensión de red puede sufrir desviaciones notables del valor nominal de 220 V. Variaciones de $\pm 10\%$ son bastante comunes.
- Tolerancia de la tensión de referencia del regulador de tensión. 1 % en temperatura, 1 % a largo plazo.
- Tolerancia de las resistencias: tradicionalmente se han usado resistencias del 5 %. Actualmente, el precio no justifica esta elección y es más normal usar componentes del 2 %. Los potenciómetros tienen típicamente tolerancias del 20 %.
- Efecto de la resistencia serie efectiva de los condensadores, que es significativa a altas corrientes como las que se dan en el periodo de carga de los condensadores.
- Variación de la capacidad de los condensadores de filtrado con la temperatura, tensión y envejecimiento.

Estos efectos no van a ser tenidos en cuenta en el diseño actual, pero deberían ser evaluados en el caso de ser una fuente comercial. Para ello, se haría muy útil el concurso de una hoja de cálculo.

4.11. Posibles mejoras

La mejora más notable que se podría hacer en una fuente como la diseñada es incluir un circuito de limitación de corriente configurable por el usuario. Este circuito, muy común en las fuentes de laboratorio, no tiene ningún efecto cuando la corriente demandada por la carga es inferior a la seleccionada. Pero cuando la carga pide más corriente, la fuente de alimentación limita la tensión de salida de modo que se ajusta al valor necesario para que la corriente sea igual a la configurada. Esto es muy útil como elemento de protección, para evitar cortos accidentales. Asimismo puede ser útil para la carga de baterías, que, según el tipo y circunstancias, se hace a corriente constante.

No vamos a incluir ningún circuito capaz de realizar tal función porque requiere del uso de transistores. Pero los más curiosos pueden ver varios ejemplos en la hojas de características del LM317 que publica NATIONAL SEMICONDUCTOR.

4.12. Resumen del capítulo

Resumimos alguno de los puntos más importantes del capítulo:

- Para mejorar el rizado y la regulación se utilizan reguladores
 - Lineales: basados en un divisor resistivo
 - Serie: el elemento que regula está en el paso de corriente hacia la carga
 - Shunt: el elemento que regula deriva a masa la corriente no demandada. Sencillos pero poco eficientes en términos de potencia
 - Conmutados: complejos, eficientes y ruidosos.
- El regulador shunt basado en diodo Zener es sencillo pero ineficiente. Si se dimensiona adecuadamente funciona satisfactoriamente, pero la capacidad de filtrado depende de la corriente demandada y se degrada enormemente cuando la corriente que pasa por el diodo es baja.

- Tensión de caída mínima (*tensión de dropout*): valor mínimo de la tensión entre entrada y salida de un regulador serie que permite un correcto funcionamiento.
- Resistencia térmica: incremento de la temperatura por unidad de potencia disipada
- Los cálculos térmicos admiten un simil eléctrico:
 - Resistencia eléctrica: resistencia térmica
 - Corriente eléctrica: potencia disipada
 - Tensión eléctrica: temperatura
- Cualquier medida realizada sobre un circuito produce una interferencia en el circuito a medir. Es nuestra responsabilidad conocer *cuál* y *cuánta* se introduce.
 - Los medidores de corriente introducen resistencia serie
 - Los medidores de tensión introducen una carga adicional al circuito

Capítulo 5

Montaje de la fuente de alimentación

5.1. Introducción al capítulo

Este no es un libro de bricolage, sino un libro de electrónica. Si se intentara describir pormenorizadamente la construcción de la fuente, utilizaríamos muchas páginas. Asimismo, esta experiencia se ha mostrado gran consumidora de tiempo, y ha supuesto grandes dificultades para los menos acostumbrados a los trabajos manuales. Por otro lado, hay varias formas de acometer la construcción de la fuente, dependiendo de los materiales y herramientas disponibles.

A pesar de todo ello, por ser la fuente de alimentación una herramienta básica para el desarrollo, hemos de intentar obtener un producto bien terminado, por lo que se va a proponer este objetivo, a sabiendas del esfuerzo que puede suponer para muchos.

En este capítulo se va adoptar una postura más pragmática, y vamos a centrarnos en los aspectos más específicamente *electrónicos* de la cuestión, a saber:

- revisión somera de la instrumentación electrónica básica: el polímetro y el osciloscopio
- guías para el montaje de la fuente de alimentación: realización del circuito impreso, soldadura de los componentes y cajeadado
- plan de pruebas de validación
- guía de resolución de posibles problemas

5.2. Etapas de un proyecto

La fuente de alimentación ha sido nuestro primer proyecto electrónico. Conviene que identifiquemos de manera somera las etapas de un proyecto:

- Diseño de la arquitectura: se determinan los bloques del sistema, sus prestaciones, precios, tamaños, consumos... y se ve si es viable en el sentido de responder a las necesidades del cliente.

- Diseño de detalle: se realiza un diseño detallado hasta el punto de determinar los componentes precisos, y el diseño de los circuitos impresos.
- Montaje de la placas, y eventualmente, cajeados.
- Depuración y medidas: a investigar y a sufrir!. El papel soporta todo, pero una placa no. Hay que medirse con la testaruda realidad en el banco de laboratorio.

5.3. Revisión del circuito

Tenemos un circuito ya diseñado. Pues bien, hay que mirarlo un buen rato, tal vez pasar a limpio el esquema. Si es posible, dejarlo reposar unos días, y volver a mirarlo. Revisar algunos cálculos. Trazar la *coreografía* de las señales, planificar un plan de pruebas (esto tal vez nos de alguna idea de puntos de prueba, o nos haga descubrir errores) y resto de documentación. Volver a mirarlo con espíritu crítico.

Cuando un error es detectado en una etapa inicial de un proyecto, cuesta poco corregirlo, pero el tiempo involucrado en la detección y corrección crece enormemente al avanzar el proyecto¹. Esto se traduce en que debemos dedicarle tiempo a la revisión del diseño. Conforme ganamos experiencia, iremos siendo capaces de adelantarnos más y más a los problemas.

Hay un tipo muy interesante llamado ROBERT A. PEASE que trabaja en National Semiconductor (uno de los mayores fabricantes de chips analógicos), que escribe muchos artículos, en la prensa técnica y que ha escrito un libro muy recomendable llamado *Troubleshooting Analog Circuits*². En este libro describe el *beer test* como método de depuración. Se trata de enviar copias del esquema a unos cuantos amigos con la promesa de una invitación a su *bebercio favorito*, por cada error descubierto. Descubrir un error prematuramente puede ahorrar muchas horas de sufrimiento, de modo que se paga con gusto una copa a un amigo y juntos pasamos un rato agradable. Tiene el valor añadido de que estos amigos pueden también aprender de las cosas que yo hago.

5.4. Instrumentación electrónica

Recordemos una vez más que hay que ser muy cauto con los errores de medida. El hecho de que un instrumento sea digital, tenga muchos colores, o cueste mucho dinero no impide que tengamos que conocer su funcionamiento para poder acotar los errores de medida y sus limitaciones. Lamentablemente, conforme la instrumentación se hace más y más compleja, esta tarea se complica, pero es una tarea *imprescindible*. En los próximos apartados estudiaremos someramente los instrumentos más importantes: polímetro y osciloscopio.

Los sentidos humanos son buenos instrumentos de medida: la nariz puede detectar problemas térmicos (algo se está chamuscando), así como los labios. Los dedos son también sensores térmicos (recordemos la *regla de los cinco segundos*). Pero cuidado con las quemaduras. Los ojos son insustituibles para detectar problemas: no olvides nunca revisar una placa antes de empezar a medirla.

Pero la cabeza es el mejor de todos: sin ella no existiría la electrónica. No olvides nunca conectar el cerebro antes de ponerte a trabajar.

¹Imaginemos que por negligencia no hemos hecho los cálculos de potencia disipada del regulador y al hacer las pruebas nos damos cuenta de que se calienta en exceso. ¡Podríamos llegar a tener que modificar el circuito impreso y la caja!. Haberlo tenido en cuenta nos ha permitido encontrar una solución elegante.

²1991, Editorial Butterworth-Heinemann. ISBN 0-7506-9184-0 (*Buscando fallos en circuitos analógicos*)



Figura 5.1: Polímetro digital

5.5. El polímetro

Cómo su nombre indica, el *polímetro* es un instrumento capaz de realizar *varias* medidas. habitualmente, estas incluyen medidas de tensiones, corrientes y resistencias. En polímetros de gama media, adicionalmente se pueden llegar a realizar medidas de caída de tensión en diodos a corriente constante, medidas de continuidad con pitido, medidas de capacidad e inductancia, y hasta de frecuencia.

5.5.1. Voltímetro

Ya lo hemos estudiado en lecciones previas. El polímetro se coloca en paralelo con el circuito, entre los puntos entre los que se quiere medir la tensión.

Los polímetros digitales de mano presentan una resistencia equivalente de $10\text{ M}\Omega$, lo que normalmente supone un error de medida despreciable. Pero ¡jojo! no siempre es así: en circuitos de bajo consumo esta resistencia no es en absoluto despreciable.

Los polímetros analógicos presentan una resistencia que depende de la sensibilidad de la medida (cosa bastante comprensible por lo que ya hemos visto). Un valor típico es de $20\text{ k}\Omega/\text{Volt}$. Esto significa que si usamos un fondo de escala de 20 Volt , la impedancia del voltímetro es de $400\text{ k}\Omega$, que se reduce a $40\text{ k}\Omega$ cuando la sensibilidad es de 2 Volt a fondo de escala. Estas cifras resultan mucho menos despreciables que las de los equivalentes digitales.

Esto es lo que se refiere a la corriente continua. La medida de la corriente alterna está sujeta a mayores restricciones. En los polímetros de bajo coste se pueden hacer medidas con menor sensibilidad y sólo a baja frecuencia. Es muy normal que un polímetro digital permita medidas de tensiones alternas de hasta sólo 200 Hz . A partir de esta frecuencia la precisión de la medida se degrada y el fabricante ni siquiera la especifica.

Además de todo ello, los polímetros baratos hacen medida de la *tensión media* (la que resulta de la rectificación y filtrado, como en la fuente), y sin embargo, el resultado de la medida se presenta en *tensiones eficaces*³. Esta equivalencia, sólo es válida para señales sinusoidales, de modo que la medida de cualquier otra señal (por ejemplo, señales cuadradas) produce medidas erróneas que conducen a engaño si esto no se conoce.

³De este modo, la medida de la tensión de la red arroja un resultado de 220 Voltios , que corresponde al valor eficaz de la misma.

Si se desean hacer medidas de tensiones alternas, tenemos que hacer uso de *voltímetros de verdadero valor eficaz*, con precios notablemente más altos. Estos voltímetros miden valores eficaces y no tensiones medias, y habitualmente se construyen con la capacidad de realizar medidas precisas de señales de más alta frecuencia.

5.5.2. Amperímetro

Las medidas de corriente se realizan incluyendo el medidor en el camino de la corriente. Siempre introducen una caída de tensión adicional en el circuito a medir. Por lo demás, aplica todo lo dicho para el voltímetro.

5.5.3. Ohmetro

El óhmetro es un instrumento capaz de medir la resistencia de un componente o circuito.

La forma de realizar un voltímetro suele depender de la tecnología empleada. Los polímetros analógicos suelen utilizar la técnica de la figura 5.2-A. Una referencia de tensión, B1 (habitualmente una pila) se pone en serie con una resistencia (R_s) un medidor de corriente (M1) y la resistencia a medir (R_x). La corriente depende de manera inversa de la resistencia. Por ello se ha de dibujar la escala del medidor con resistencia infinita a la izquierda (corriente cero) y resistencia cero a la derecha (corriente máxima)⁴, habitualmente calibrable mediante un ajuste externo en serie con R_s , que compensa la descarga de la batería.

Para la realización de un ohmetro digital se suele utilizar la técnica de la figura 5.2-B. Una fuente de corriente constante (I_1) se conecta a la resistencia a medir (R_x), y en paralelo con ella, se mide la caída de tensión en la misma. La ventaja de esta técnica es que la resistencia es directamente proporcional a la resistencia, por lo que sólo se ha de aplicar un factor de escala.

En este somero análisis no se ha detallado el modo en el que se podría dar soporte a la medida de distintas escalas. Proponemos como ejercicio para el lector el cálculo de las resistencias serie para los modelos anteriores y galvanómetro como el especificado en la figura 5.2. Adelantamos una solución en la figura 5.3. En la figura ME, significa *Media Escala*, y FE, *Fondo de Escala*.

Las medidas de resistencia deben hacerse siempre sobre circuitos o componentes que no estén alimentados.

5.5.4. Aspecto externo de un polímetro digital

Si echamos un vistazo a un polímetro digital estándar como el de la figura 5.1, nos encontramos con los siguientes elementos:

- **Conjunto de bornas de conexión:** Es común que, en función del tipo de medida a realizar, las bornas se tengan que conectar en un lugar u otro. Normalmente,

⁴Esta es una de las mayores limitaciones de esta arquitectura: el medidor recorre el espectro del cero al infinito, y la única posibilidad del diseñador es la de fijar el centro de la escala. Solo en torno a este centro se pueden lograr precisiones razonables.

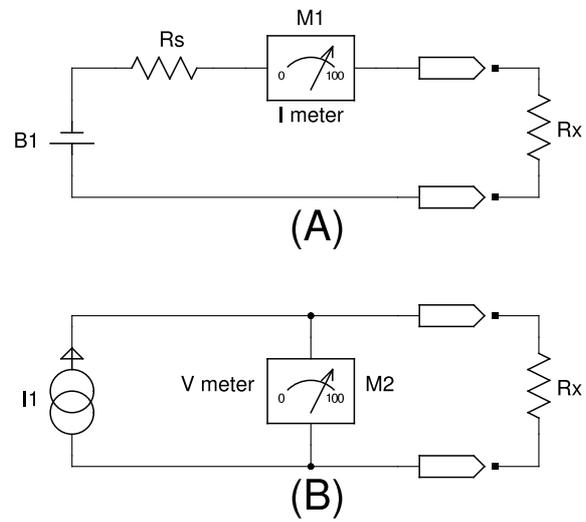


Figura 5.2: Arquitecturas comunes de un ohmetro

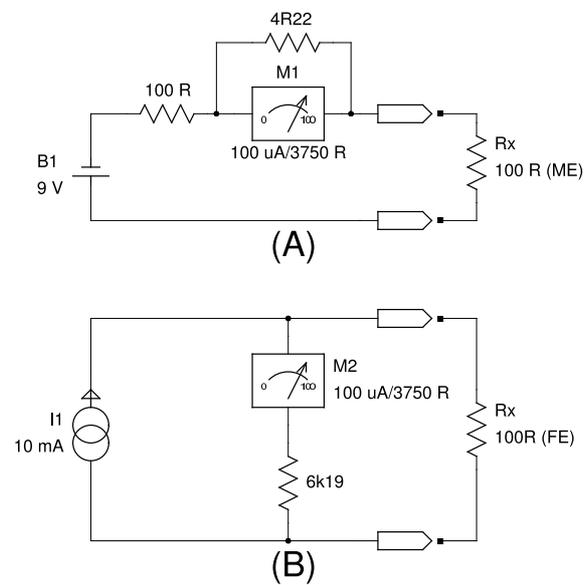


Figura 5.3: Ejemplo de realización de un ohmetro

la borna del terminal negativo (negro)⁵ se conecta siempre en el mismo lugar, y la positiva (roja) varía según se hagan medidas de corriente, tensión o resistencia, y puede haber una conexión adicional para medidas de alta corriente. Es muy importante que después de una medida de corriente, las bornas se vuelvan a colocar en la posición de medida de tensiones, ya que si dejamos los terminales en modo corriente, el polímetro presenta una resistencia MUY baja. Si a continuación, sin darnos cuenta, pretendemos hacer medidas de tensión, provocaremos cortos en el circuito a medir que, en el mejor de los casos, harán fundirse el fusible de protección del polímetro.

Lo más común es que haya cuatro bornas:

- ALTA CORRIENTE
 - CORRIENTE
 - REFERENCIA (COMUN)
 - TENSIÓN y RESISTENCIA
- **Conmutador de selección de modo de funcionamiento:** Normalmente es necesario decirle al polímetro que medida queremos realizar: corriente, tensión o resistencia, y para las dos primeras, si son en continua o alterna. Muchos polímetros permiten detectar cortocircuitos (con pitido), medir caídas de tensión en diodos, medir frecuencia, capacidad... Normalmente, este tipo de medidas se realizan con precisión mediocre (dependiendo mucho de la calidad y precio del aparato).
 - **Conmutador de selección de sensibilidad⁶:** permite seleccionar el *fondo de escala* para la medida seleccionada. Si escogemos un fondo de escala demasiado alto, la medida tendrá poca resolución, pero si escogemos uno demasiado pequeño, nos salimos de rango, y entonces el instrumento no es capaz de hacer la medida⁷.
 - **Pantalla:** es el lugar donde se presenta la medida. En polímetros de baja y media calidad, se trata de un *display* de tres dígitos y medio, capaz de visualizar medidas de 0 a 1999 con signo. La existencia de un punto decimal ayuda notablemente a interpretar el factor de escala que aplica a la medida. La visualización de una pantalla con un 1 a la izquierda y el resto de los dígitos en blanco corresponde habitualmente a 'fuera de rango'⁸.



ALGUNAS PRECAUCIONES:

Hay varias cosas que debemos evitar a toda costa: el hacer medidas de tensión cuando el polímetro está configurado en modo de medida de corriente, y el medir corriente o tensión cuando está configurado en modo resistencias. Dejamos como ejercicio el pensar el motivo.

Las medidas absurdas del estilo de medir la resistencia de la red eléctrica o su corriente, son simplemente estupideces que sólo demuestran una atrevida -y peligrosa- ignorancia. Se trata de un punto TAN importante que debe ser

⁵El código de colores, que es universal (eg. en las baterías de los coches), hay que grabarlo a fuego en la memoria.

⁶Es común, pero no siempre sucede, que el selector de rango y de modo de funcionamiento sea el mismo

⁷A diferencia de los polímetros analógicos, en los que si se pueden producir daños en el instrumento cuando se intentan medir señales fuera de rango, las medidas de tensión con polímetros digitales no tienen problemas si se respetan los niveles globales del instrumento (típicamente 1000 V en DC y 750 V en AC). En medidas de corriente existen igualmente límites a respetar. Consultar el manual en caso de medidas con corrientes altas. Es habitual verlo escrito en el propio instrumento.

⁸La magnitud medida es mayor que la que el instrumento puede presentar. El ejemplo más claro es cuando configuramos el polímetro en modo resistencia y las bornas están la aire (resistencia del circuito prácticamente infinita).

recalcado por si algún lector no ha asentado estos conocimientos. La red de distribución eléctrica es un generador de tensión alterna con una resistencia interna bajísima (es capaz de entregar corrientes enormes sin bajar por ello la tensión). La corriente que entrega un generador de este estilo depende sólo de la carga, y un polímetro en modo de medida de corriente es una carga resistiva MUY baja, prácticamente un cortocircuito. Si se intenta medir la corriente, y no salta de inmediato el limitador de corriente de la instalación o el fusible del polímetro, pueden quemarse los cables, y de seguro el propio instrumento.

Por otro lado, las medidas de resistencia se pueden realizar sólo sobre circuitos libres de tensión (revisar para ello la figura 5.2). Enfrentar un ohmetro a una fuente de tensión provocará daños graves al instrumento, y tal vez a su operario.

5.5.5. Ejemplo de medida con el polímetro

Vamos a poner un ejemplo de medida usando como excusa la fuente de alimentación.

5.5.5.1. Tensión continua

Queremos medir la tensión de salida de la fuente.

Sabemos que la tensión máxima de salida es de 12 Volt. Seleccionaremos por tanto un fondo de escala de 20 Volt. Medimos la tensión de salida en paralelo con la fuente, y obtenemos en la pantalla '-12.34'. Esto significa que la tensión de salida es de 12,34 Volt (con el error pertinente) y que las bornas están situadas al revés, de modo que el polímetro ve una tensión más grande en la borna negra que en la roja.

El polímetro introduce una carga de $10\text{ M}\Omega$, que supone una corriente despreciable de $2\ \mu\text{A}$.

5.5.5.2. Tensión alterna

Queremos medir la tensión de salida del secundario del transformador.

Sabemos que el transformador es de 6+6V, lo que es equivalente a una tensión de 12 V eficaces.

Hemos de configurar la medida para tensiones alternas (si lo hacemos en continua, la medida será cercana a cero, porque el promedio de una senoide es nulo). Seleccionamos un fondo de escala de 20 Volt. Medimos en los bornes de salida del transformador (evitando tocar los de entrada, a tensiones *dolorosas*). El valor medido es de 13,45. Esto corresponde pues a una tensión de 13,45 Voltios eficaces (con los correspondientes errores de medida).

5.5.5.3. Resistencia

Contamos con un reostato⁹ gigante y queremos ajustarlo para que la fuente entregue una corriente de salida de aproximadamente 0,5 A. Esto corresponde a $24\ \Omega$ cuando la salida es de 12 Volt.

⁹Una resistencia variable de potencia

Configuramos el polímetro para medida de resistencia, y un fondo de escala de 200Ω . Conectamos los terminales de medida a la resistencia. Antes de conectar da un valor de '1'. Esto indica que el valor medido es superior al fin de escala seleccionado (200Ω). Al conectar, nos da un valor de '25.3'. La medida corresponde a $25,3 \text{ Ohm}$, con el correspondiente error de medida.

En general, debemos tratar de evitar el sujetar los dos terminales de la resistencia con los dedos, pero especialmente si medimos resistencias de alto valor, ya que el valor medido será el paralelo entre el componente y la resistencia corporal, que dependiendo de la humedad cutánea del operador, puede llegar a introducir error apreciable.

5.5.5.4. Corriente continua

Vamos a medir la corriente de salida de la fuente con una determinada resistencia de carga.

Esperamos una corriente de $0,5 \text{ A}$. Debemos seleccionar una medida de corriente continua con un fondo de escala de 2 A . Ponemos el polímetro en *serie* con la fuente y la resistencia. El valor medido es de '0.467'. Esto corresponde a una medida de $0,467 \text{ A}$, más ó menos el correspondiente error de medida.

Un polímetro digital genérico introduce una caída de tensión a fondo de escala de $0,5 \text{ V}$, que le es robado a la carga. Según la medida realizada, esta caída adicional puede restar precisión a la medida al poner la carga a tensiones más bajas (hasta un 10% con medidas a 5V).

5.6. El osciloscopio

5.6.1. Función

El osciloscopio es un aparato complejo que merece ser estudiado con detenimiento. No podemos pretender agotar el asunto, sino simplemente dar una pincelada al mismo. Una vez alcanzada cierta soltura es más que aconsejable el aprender con detalle su manejo con la ayuda de un manual o de un libro. Es normal que los propios fabricantes dispongan en la Red de cursos de ayuda o *tutoriales*. Aconsejamos vivamente profundizar en el conocimiento del manejo del osciloscopio una vez que se haya utilizado un poco: de este modo será fácil asimilar los conceptos y sacaremos todo su rendimiento a un aparato tan útil.

Un osciloscopio sirve para ver y medir señales eléctricas que cambian con el tiempo. Responde a la necesidad de medir señales, depurar o reparar circuitos.

Típicamente los osciloscopios están configurados como voltímetros, pero mediante técnicas como las que hemos visto en el capítulo del galvanómetro, se pueden hacer medidas de corriente.

5.6.2. La pantalla

Las señales a medir se presentan en una pantalla que incluye una cuadrícula que tiene diez divisiones horizontales y ocho verticales. Normalmente, se utiliza la escala vertical para la medida de las tensiones y el eje horizontal para la medida del tiempo.

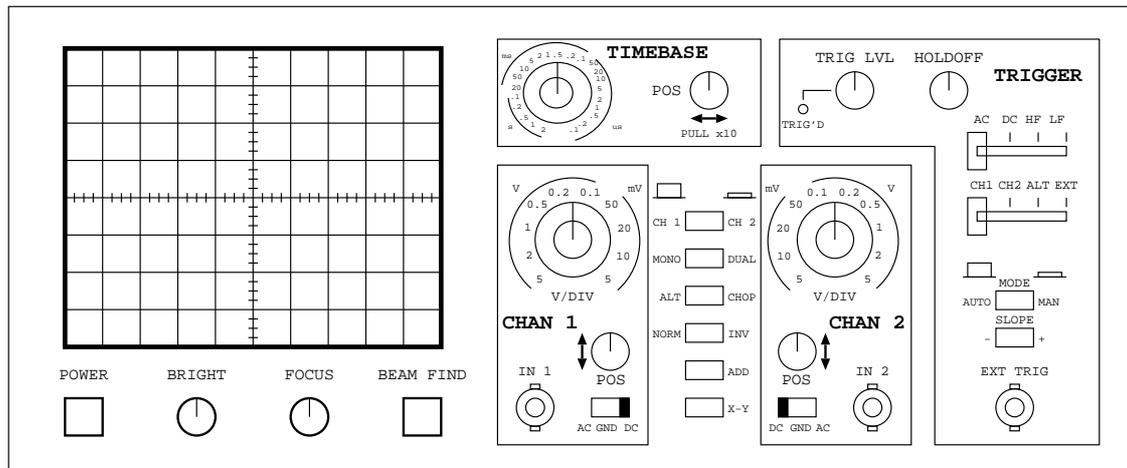


Figura 5.4: Frontal de un osciloscopio genérico

También es posible trabajar en lo que se denomina modo X-Y: los dos ejes se usan para presentar las tensiones de los dos canales. No es muy común, pero resulta muy útil en ciertas aplicaciones.

Un osciloscopio como el mostrado permite visualizar hasta dos señales de forma simultánea (algunos modelos permiten hasta cuatro). Esto se realiza mediante diferentes técnicas, que conviene conocer para ver sus limitaciones intrínsecas, pero que ahora no podemos analizar por falta de espacio.

5.6.3. Los circuitos de entrada

Los circuitos de entrada existen para cada canal de entrada de un osciloscopio.

La impedancia de entrada de un osciloscopio típico está en torno a $1\text{ M}\Omega$ en paralelo con 35 pF . Puede parecer una impedancia muy alta, pero a 20 MHz (el ancho de banda de un osciloscopio analógico estándar), la capacidad presenta una impedancia de $-j\cdot 230\ \Omega$, lo que no resulta especialmente despreciable.

El circuito de entrada permite:

- **Ajustar la ganancia** (en pasos de 1, 2 y 5). El osciloscopio usado presenta escalas de 5, 2, 1, 0,5, 0,2 y 0,1 V/div y 50, 20, 10 y 5 mV/div. De este modo una senoide que tenga 6,5 divisiones de pico a pico cuando el selector de entrada está a 0,5 V/div, tiene 3,25 Vpp.
- **Posición de trazo**: podemos mover la posición vertical del trazo obedeciendo a varias necesidades.
- **Acoplo de la entrada**: Cuenta con tres posiciones:
 - GND, que inhibe la señal de entrada (y permite ajuste del nivel de referencia),
 - DC (*direct current*, corriente continua), que permite visualizar las señales con la componente de corriente continua que tengan
 - AC (*altern current*, corriente alterna), que mediante el uso de un condensador en serie con la entrada, bloquea el paso de la corriente continua, permitiendo visualizar solamente la componente alterna de una señal.



Figura 5.5: Sondas de osciloscopio

Ejemplo: La medida del rizado de salida de nuestra fuente de alimentación. Esperamos tener una variación leve (unos pocos milivoltios) de la tensión de salida sobre una tensión de salida de, pongamos, 10 V. Si no existiera el modo AC, difícilmente podríamos visualizarlo y medirlo. Gracias a este modo, podemos eliminar la componente de continua, y configurando el osciloscopio a 5 mV/cm, medir en detalle el rizado obtenido.

5.6.4. Las sondas

El osciloscopio presenta unos conectores de tipo BNC para las señales a medir. A veces los sistemas a medir también tienen conectores BNC que permiten una conexión directa, pero no es lo más normal cuando pretendemos depurar un circuito. Necesitamos unos cables para conectarnos al circuito en cuestión.

Las sondas (figura 5.5) parece que son unos simples cables, y no lo son. Por un lado incorporan unas pinzas que facilitan la conexión al punto a medir, y a la masa que se usa como referencia de tensión. Las conexiones a masa tienen un conector dentado que se llama *cocodrilo*. Pero lo más importante es que todas las sondas de calidad aceptable incorporan el modo x10. Consiste en un circuito interno a la sonda que se puede o no usar, y que permite multiplicar por diez la impedancia de la sonda a costa de reducir por diez el nivel de la señal a medir. El modo x10 requiere el ajuste de un condensador variable en la propia sonda¹⁰.

Cuando hagamos medidas con las sondas en modo x10, tenemos que tener la precaución de multiplicar por diez las lecturas que nos de el osciloscopio.

Las sondas de un osciloscopio son muy delicadas. Deben ser tratadas con cuidado si queremos que nos acompañen largo tiempo. Una sonda maltratada se estropeará y se vengará mintiendo a su usuario en la forma de provocar cortos o circuitos abiertos, que cuando se producen en el circuito de masa, no son fáciles de detectar.

Si queremos realizar medidas libres de ruidos y con precisión, es imprescindible conectar el cocodrilo de masa a una buena masa¹¹ en el circuito a medir, de la forma más directa que sea posible. Tanto es así, que cuando se miden circuitos de alta frecuencia se utilizan sondas especiales con terminales de masa muy cortos. Este punto es

¹⁰El modo x10 es básicamente un divisor resistivo al que se le añade una leve sofisticación: un divisor capacitivo, que no analizaremos en este libro. Por otro lado, la impedancia de la sonda no es solo debida al osciloscopio sino también del cable de la sonda.

¹¹Distinguir una *buena* masa de una *mala* masa no es tan fácil como pudiera parecer. Una buena masa es un punto que mantiene una diferencia de potencial mínima con el resto de los puntos de masa de un circuito. Tengamos en cuenta que todo circuito es resistivo, inductivo y capacitivo, y por tanto, cuando hay circulación de corriente, ningún punto está a la misma tensión. Esto no es significativo para circuitos de baja potencia, pero lo es para circuitos de alta frecuencia o en los que hay gran paso de corriente.

muy importante: *si queremos obtener medidas libres de ruidos es esencial una buena conexión a masa de la sonda.*

Por último, recordar que las masas de todas las entradas¹² son comunes. No cometamos el error de conectar los cocodrilos de masa a puntos con distinta tensión, so pena de crear cortocircuitos. Asimismo, algunos osciloscopios tienen la *masa* de las entradas unida a la *tierra* de la red eléctrica. Es muy conveniente de conocer este extremo si estamos depurando circuitos conectados a la red eléctrica con toma de tierra.

5.6.5. Los circuitos de barrido

El circuito de barrido permite el ajuste de la escala de tiempos del osciloscopio.

Nuestro osciloscopio genérico permite ajustar el circuito de barrido desde 2 s/div a 100 ns/div en los acostumbrados saltos de 1, 2 y 5.

Ejemplo: Si tenemos el osciloscopio ajustado a 5 μ s/div y vemos que una señal se repite cada 2,2 divisiones, el periodo será de 11 μ s, lo que corresponde a 90 kHz.

El circuito de barrido cuenta con un mando para el desplazamiento horizontal de la señal. Por ejemplo en el caso anterior, permite alinear el pico de la señal con una división vertical de la pantalla para realizar las mediciones del periodo.

5.6.6. El circuito de disparo

Si las señales no permanecieran estáticas en la pantalla, de poco nos valdría el osciloscopio, pues no podríamos realizar medidas. Necesitamos una circuitería que permita que las señales periódicas permanezcan quietas en la pantalla.

La función de los circuitos de disparo (o *trigger*) es la de empezar a trazar la imagen en la pantalla cuando se verifica una determinada condición. El circuito de trigger puede llegar a ser una de las secciones más complejas de un osciloscopio. Afortunadamente, el nuestro es simple y cuenta con:

- Selección del **origen** de la información de disparo: los canales de entrada (CH1, CH2), señales externas através de un conector específico (EXT), usar los canales de forma alterna (ALT).
- **Polarización** de la señal de disparo: AC, DC y filtrado de la componente de alta frecuencia y baja frecuencia, cuando la señal es compleja o va acompañada de ruido. En otras ocasiones, cuenta con circuitería que facilita la visualización de señales de televisión (que fue durante muchos años uno de los mercados que más demandaban osciloscopios). No profundizaremos más en ello, y siempre será posible informarse con detalle en el manual del osciloscopio.
- **Flanco** de subida o bajada: El disparo del trigger se realiza con el cruce de la señal de entrada con el nivel de disparo, y podemos desear que sea en los cruces positivos o negativos. Un conmutador nos permite seleccionar uno u otro.

A estas alturas debiera haber quedado claro que el circuito de disparo no permite usar el osciloscopio como arma de fuego.

¹²Las dos entradas de señal y la señal de *trigger* externo

5.6.7. Otras funciones auxiliares

Existen algunas otras funciones auxiliares que veremos someramente, y otras que se nos quedarán en el tintero:

- Modo vertical: permite seleccionar el visualizar el CANAL 1, el CANAL 2 o ambos simultáneamente, en lo que denomina modo DUAL¹³.
- Beam find (búsqueda de haz): es un pulsador que reduce súbitamente el tamaño de la imagen a presentar de modo que señales que pudieran estar en zonas periféricas de la pantalla pasarán a verse dentro de esta. Es una ayuda para cuando no se ve nada en la pantalla.
- Existe un mando de ajuste del brillo de la señal que permite aumentar la visibilidad de señales rápidas o poco frecuentes. Pero hemos de saber que un barrido permanente del haz a alto brillo sobre una zona constante de la pantalla puede quemarla de forma irreversible.
- Existe un control que permite ajustar el foco del haz permitiendo una imagen nítida.

5.6.8. Osciloscopios analógicos y digitales

Hasta ahora hemos hablado de osciloscopios analógicos, que utilizan un tubo de rayos catódicos en cierto modo similar al de las televisiones¹⁴ para visualizar las señales en la pantalla. El tubo es voluminoso (si se quiere que sea preciso), frágil -es de vidrio- y consume bastante potencia. A pesar de ello, los osciloscopios analógicos son y han sido preciadísimos instrumentos de trabajo. Los osciloscopios fabricados por TEKTRONIX, después de decenas de años desde su construcción son considerados insuperados.

Para ciertas aplicaciones, un osciloscopio analógico presenta serias limitaciones: cuando las señales no son periódicas, ocurren de forma excepcional, o son muy lentas o demasiado rápidas.

Un osciloscopio digital cuenta con circuitería de entrada similar a la del analógico, y un conversor de analógico a digital. La salida del conversor va a dispositivos de memoria. El contenido de esta es procesado y presentado en una pantalla.

Existen variadas arquitecturas de osciloscopios digitales, y precios que superan a los de un coche de tamaño medio. Según el tipo de medida a realizar, los analógicos o digitales pueden resultar óptimos, y siempre es necesario conocer en detalle las limitaciones de unos y otros¹⁵.

¹³Si excluimos los osciloscopios de *doble haz*, poco comunes, la presentación de dos señales simultáneas en pantalla se logra bien trazándolas de modo alterno cada vez que se produce un disparo del *trigger* (modo ALT), o conmutando muy rápidamente entre ambas, y borrando el haz en el instante en que se produce la conmutación (modo *chopped*). Este último es el que mejor representa la realidad a costa de producir menor brillo, y en alta frecuencia, efectos visuales extraños.

¹⁴Una de las cosas que más llama la atención de los tubos de los osciloscopios es su longitud: a diferencia de los televisores que utilizan campos magnéticos para mover el haz de electrones, los osciloscopios utilizan un campo eléctrico. Un osciloscopio es un aparato de precisión, cosa que una televisión no es.

¹⁵Las medidas realizadas por los osciloscopios analógicos tienden a ser mucho más fiables que los digitales, en el sentido de que no funcionan en base al muestreo de una señal (ver capítulo 10.4), pero sobre todo, porque la señal no está procesada por ningún tipo de software, que antes o después acaba mintiendo. Adquirir esta certeza es solo cuestión de tiempo en el laboratorio.

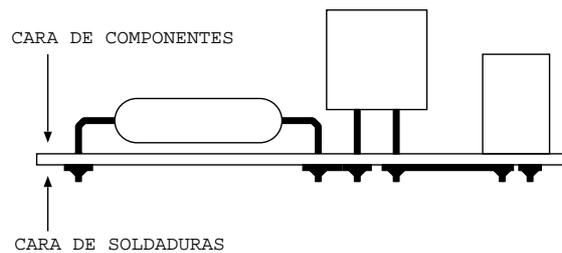


Figura 5.6: Componentes en una placa de circuito impreso.

5.7. El diseño de la placa de circuito impreso

Volvemos a aterrizar en la fuente de alimentación, y abordaremos el diseño de un circuito impreso.

Qué es un circuito impreso es algo que puede comprenderse mejor observando una placa que mediante una definición. A pesar de ello, diremos que un circuito impreso es una lámina aislante que sirve de soporte para componentes y en la que se embuten conductores que unen los componentes, proporcionando sujeción mecánica y unión eléctrica.

El circuito impreso recibe en ocasiones el nombre de PCB, que es un acrónimo de *Printed Circuit Board*.

Para la fuente de alimentación, utilizaremos placas de fibra de vidrio (o eventualmente de baquelita)¹⁶ de una sola cara: sólo habrá pistas por una de las caras del circuito impreso, en la que se realizarán las soldaduras (ver figura 5.6). Por el otro lado se colocan los componentes. Las placas de simple cara son las más sencillas y baratas de fabricar, y debe tenderse a ellas siempre que sea posible. Y no fundamentalmente por el trabajo añadido de generar las dos capas, sino por la necesidad de unir las pistas de ambas caras.

Hay varios factores que pueden impedir el uso de placas de una sola cara: bien la complejidad de los circuitos (un PC típico usa placas de 6 capas a modo de un sandwich de varios pisos, cuatro de las cuales son internas), bien la utilización de frecuencias muy elevadas, que requieren la existencia de un plano de masa continuo o semi-continuo que requiere el uso dedicado de una de las caras.

El diseño de los circuitos impresos se aprende con la práctica. Es más, las prestaciones de los circuitos en alta frecuencia, la sensibilidad a las perturbaciones radioeléctricas externas y la generación de interferencias dependen en gran medida del diseño del circuito impreso¹⁷, por lo que puede convertirse en una disciplina bastante compleja.

¹⁶El material aislante de base puede ser la baquelita o la fibra de vidrio. La primera es más barata y fácil de manejar, mientras que la segunda presenta una resistencia mecánica envidiable y propiedades eléctricas superiores que se aprecian solo para trabajo en alta frecuencia. La fibra de vidrio usada como dieléctrico para la realización de circuitos impresos recibe el nombre de FR4.

¹⁷En una ocasión, el autor se encontró con que una placa transmitía una señal interferente que incumplía las especificaciones del sistema, un modulador para comunicaciones satélite. Rápidamente se identificó el origen de la interferencia: otra señal que había en la misma placa. Pero no se encontraba la causa, y por tanto no se podría corregir el problema. Tras dos semanas de trabajo, se descubrió que la señal interferente y una asociada a la afectada se cruzaban en caras opuestas del PCB, de modo que las áreas de paso de la corriente se cruzaban por extrañas circunstancias a pesar de estar rodeadas por planos de masa. Se cortó la pista, se tiró un cable por un camino desplazado unos pocos milímetros, y el problema se resolvió.

5.8. Fabricación de la placa de Circuito Impreso

En posible fabricarse uno mismo placas de circuito impreso. Para hacer la placa de la fuente, se necesitará el siguiente material:

- Placa impresa virgen, preferiblemente de fibra de vidrio, con cobre en un solo lado.¹⁸
- Taladrador eléctrico o manual
- Broca de 1 mm y 3 mm
- Sierra
- Cortatramas (también llamado *cutter*)
- Lima
- Lija de agua
- Rotulador indeleble negro (preferiblemente EDDING 2000)
- Cloruro Férrico diluido¹⁹
- Fiambrera o caja de plástico (de uso exclusivo, no reutilizable en el futuro para otros usos)
- Guantes o pinzas de plástico (nunca metálicas, que reaccionaría con el cloruro férrico)
- Algodón en rama
- Alcohol
- Papel celofán adhesivo

La técnica usada es la de proteger mediante el rotulador indeleble las zonas que queremos mantener con pistas, dejando al aire las partes de la placa en las que el cobre debe desaparecer. Parece simple, pero es una técnica muy efectiva, que cuando se domina, puede dar acabados de gran calidad.

El proceso de fabricación es el siguiente:

1. Se recorta el circuito impreso al tamaño que corresponda, y se pulen los bordes con lima para evitar cortes en su manipulación.
2. Se calca en un papel la posición de los lugares en los que hay que hacer los taladros, de modo que se vean desde el lado de las pistas (y no desde la vista superior que es el que se usa para diseñar la placa)
3. Se recorta el papel y se sujeta firmemente a la placa con celo, sobre la cara de cobre.
4. Se realizan los agujeros con el taladrador, primero los de 1 mm y luego los taladros de sujeción de 3 mm

¹⁸Existen dos tipos de placas vírgenes: las que incluyen una capa de polímero para su procesado por métodos fotográficos y las que no. Haremos uso de este último tipo.

¹⁹Que se puede adquirir en tiendas de electrónica o de productos químicos.

5. Se pule el cobre con lija de agua de forma suave hasta que desaparezca la corona en torno a los taladros, y *toda* la placa presente un aspecto brillante, libre de óxido.
6. Se procede a dibujar con el rotulador las pistas. Para ello, se aconseja pintar en primer lugar las coronas circulares en torno a los taladros, procediendo a continuación a dibujar las pistas, siendo generosos con la anchura de las mismas. Las zonas más delicadas son las coronas de los terminales, que deben ser todo lo grandes que el diseño permita, y las pistas estrechas. El peligro es que si la aplicación de rotulador no es correcta, las áreas que queremos cubrir resulten atacadas y los componentes no puedan sujetarse adecuadamente, o las pistas no tengan continuidad.
7. Inevitablemente, al pintar las pistas, llegaremos a unir redes que deberían estar separadas. Esto se puede corregir borrando la tinta con la punta del cortatramas, que permite realizar separaciones de pistas muy nítidas.
8. La placa puede decorarse a gusto del consumidor con las iniciales del autor, fechas, nombres de señales o lo que plazca
9. Se revisa la placa con todo detalle, contrastando la placa con el modelo y repasando aquellas zonas que hayan podido quedar menos protegidas por el rotulador.
10. Se vierte la disolución de cloruro férrico sobre la cubeta, de modo que el líquido tenga aproximadamente un centímetro de altura. Todas las operaciones con el cloruro férrico deben realizarse con cuidado porque las manchas sobre la ropa no se pueden limpiar²⁰.
11. Se introduce la placa en la cubeta con el cobre hacia arriba, y si es necesario se ayuda a la inmersión de la misma mediante las pinzas o la mano enfundada en el guante.
12. Se procede a un suave balanceo de la cubeta con cuidado de no derramar el líquido. De tanto en tanto se inspecciona la placa.
13. Una vez que se ve que el cobre que ha quedado expuesto ha desaparecido, se procede a retirar la placa con las pinzas o el guante, y se limpia con abundante agua. No debemos dejar el circuito impreso horas²¹ dentro de la disolución, porque el efecto de protección del rotulador no es indefinido, y bajo el mismo se produce también la reacción de disolución aunque a menor velocidad
14. Una vez limpia la placa se deposita sobre papel normal o papel secante²², para que seque.
15. El cloruro férrico sobrante se guarda con cuidado en la botella para usos posteriores.
16. Una vez seca y limpia la placa se procede a eliminar los restos de rotulador que protegen el cobre. La solución óptima es la de hacer una limpieza mecánica (lija de agua o una cuchilla afilada usada como el cuchillo de untar mantequilla), y terminar con una limpieza fina con algodón con alcohol (preferiblemente aplicada

²⁰El Cloruro Férrico tiene una curiosa propiedad: disuelto en baja concentración es bastante transparente, pero al secar se vuelve muy oscuro. Esto debe ser tenido en cuenta al limpiar las cubetas o lavabos, pues aunque pudiera parecer que han quedado limpios, al secar dejan manchas.

²¹El tiempo de disolución del cobre depende de numerosos factores tales como la temperatura, la condensación del cloruro, y obviamente de la superficie de cobre a disolver. De forma orientativa, en torno a media hora.

²²e.g. papel higiénico

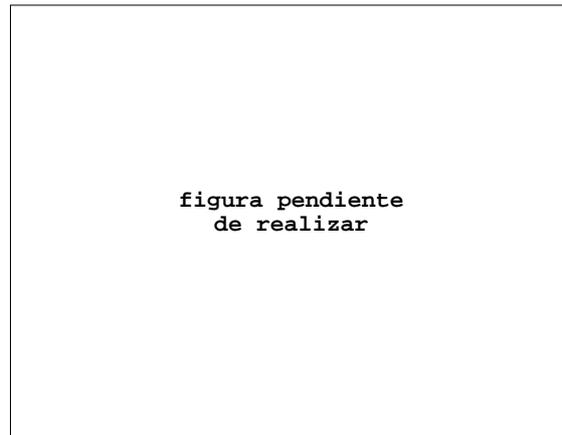


Figura 5.7: Plano de taladrado (visto por cara soldaduras)

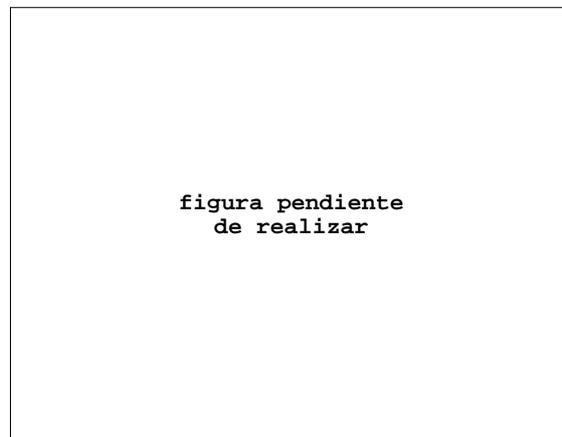


Figura 5.8: Cara de pistas (visto por cara soldaduras)

con guantes). La limpieza con alcohol ensucia mucho la placa, por lo que debe hacerse con el mínimo de restos de rotulador.

El resultado final es que tenemos en la mano una placa de circuito impreso. Debemos revisarla de nuevo para evitar la presencia de finos hilos que unan pistas indeseadas o pistas cortadas. Puede utilizarse el medidor de continuidad de un polímetro o un ohmetro para resolver posibles dudas. En caso de existir, se ha de realizar la reparación mediante un cortatramas o mediante soldadura de un terminal sobrante si el problema es de falta de continuidad.

5.9. Montaje de los componentes en la placa de circuito impreso

El siguiente paso es el de montar los componentes en la placa. Cómo en este circuito hay varios que no van montados en placa (la base de enchufe, el portafusibles, el transformador, el LED, el potenciómetro, las bananas hembra), debemos asimismo incluir cables de suficiente longitud para dar soporte a estos elementos.

Se necesitarán las siguientes herramientas:

- Soldador
- Estaño para uso en electrónica
- Cablecillos (preferiblemente *multifilar*, de varios hilos dentro de un aislante plástico)
- Alicates de corte
- Cortatramas o cuchilla
- Cinta desoldadora (opcional)

5.10. Unas pinceladas sobre el arte de la soldadura

Ser un maestro en el arte de la soldadura no es imprescindible para ser un genio de la electrónica. Pero es muy útil y simplifica las cosas.

5.10.1. Cuestiones previas

A soldar se aprende soldando. Sorprendente, ¿verdad?. A continuación se incluyen algunas indicaciones previas.

- Se ha de utilizar un soldador de tamaño y potencia adecuada para electrónica (entre 25 y 50 W). Es asimismo conveniente que cuente con un cable de longitud suficiente.
- Se puede soldar cuando el soldador tiene una temperatura adecuada. Un soldador recién encendido o recién desconectado no la tiene. Se sabe que la punta está caliente si aplicando un poco de estaño este se funde rápidamente y generando algo de humo.
Hemos de tener en cuenta que cuando el soldador se conecta a una masa metálica grande, transfiere a esta su calor por lo que es normal que pierda temperatura, lo que puede exigir más tiempo de calentamiento o el uso de un soldador de mayor potencia. Los soldadores regulados electrónicamente no tienen este problema (o lo sufren en menor medida).
- Es importantísimo que la punta del soldador esté limpia. La limpieza se realizará en caliente con una esponja o un trapo húmedo (no mojado), y *nunca* con lija o lima.
- Si la punta del soldador tiene exceso de estaño, se puede limpiar por el procedimiento anterior o sujetando el soldador con la mano y dando un golpe seco con el puño sobre la mesa.
- Se usará estaño de electrónica, que consta de una aleación de 60% de estaño y 40% de plomo²³, y uno o varios núcleos de resina no corrosiva que facilita la soldadura. El grosor del estaño más socorrido es el de 1 mm de diámetro. Se usa estaño de 0,8 mm para trabajos delicados.

²³Esta logra una temperatura de fusión mínima, con objeto de evitar calentamientos excesivos a los componentes.

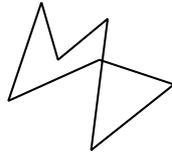


Figura 5.9: Soporte para el soldador

- Los circuitos impresos 'profesionales' están estañados en las coronas de cobre alrededor de los agujeros para facilitar la soldadura. Los que hacemos nosotros mismos basta que estén bien limpios, igual que los terminales de los componentes a soldar.
- Si se van a **soldar cables**, es necesario pre-estañarlos. Para ello, se han de pelar, retorcer los hijos, aplicar el soldador, estañar y si es necesario, cortar las puntas.

Para que el soldador quede sujeto a la mesa, se puede fabricar con alambre grueso un soporte como el mostrado en la figura 5.9 y usarlo como soporte del soldador. Debemos leer atentamente las instrucciones que acompañan al mismo, pues las operaciones a realizar con una punta nueva son vitales para una larga conservación de la misma.

ATENCIÓN

Puede parecer una perogrullada, pero el soldador se calienta mucho, alcanzando temperaturas de 400 °C. Por tanto ha de extremarse la precaución para no quemarse la piel, la ropa o la mesa. Si se producen quemaduras debe aplicarse una pomada sobre la zona afectada, por ejemplo FURACIN.

5.10.2. Soldadura de componentes en un circuito impreso

Para soldar componentes en un circuito impreso se seguirán los siguientes pasos:

- Se coloca la punta del soldador de modo que toque simultáneamente el circuito impreso y el terminal del componente a soldar.
- Se aplica estaño sobre el cobre (no sobre la punta del soldador). El estaño se funde rápidamente.
- En cuanto el estaño se ha fundido se retira la punta del soldador del componente. No se debe esperar demasiado (no más de 5 segundos) para que los componentes no se calienten en exceso. El especial, algunos condensadores plásticos son muy sensibles a los sobrecalentamientos y pueden quedar irreversiblemente dañados si prolongamos el tiempo de soldadura.
- No soplar nunca sobre la soldadura recién hecha, ni mover los componentes
- Si es necesario (SÓLO si es necesario) hacer algunos retoques.
- Cortar los trozos de terminal sobrante con unos alicates de corte.



Figura 5.10: Ejemplo de soldaduras mal y bien hechas

Con la práctica, todos estos pasos se realizan en aproximadamente un par de segundos por punto a soldar.

Es muy importante que las soldaduras queden brillantes (síntoma de un enfriamiento suficientemente lento) y con forma cóncava (síntoma de una buena adherencia del estaño a la placa y a los terminales). Asimismo, la soldadura debe cubrir todo el anillo alrededor de un componente. Ver figura 5.10. Si las soldaduras no quedan bien hechas pueden ser a causa de:

- Ausencia de una técnica depurada (que se puede aprender)
- Estaño de mala calidad (lo que exige proveerse de un estaño para uso en electrónica)
- Placa de circuito impreso sucia (para lo cual es mejor prevenir que curar, y usar lija de agua sobre las manchas de óxido)

5.10.3. Corregir los desastres

Es mucho más fácil hacer una buena soldadura que corregir una mala. Y una mala soldadura es fuente de numerosos problemas: bien porque las uniones no se hayan realizado, bien porque estas sean muy susceptibles a la presión de cables o componentes y de este modo el circuito funcione sólo a veces, bien que la unión presente elevada resistividad o susceptibilidad a la oxidación, que produce comportamientos extraños y difíciles de localizar.

ATENCION!

La práctica muestra que en los circuitos montados por personas sin experiencia los problemas de soldadura son muy frecuentes por cortocircuitos entre pistas adyacentes o malas soldaduras²⁴. Ha de prestarse una atención extrema y no cejar hasta que el aspecto final sea excelente. O mejor aún, entrenarse previamente en una placa de deshecho desoldando y volviendo a soldar componentes.

Para corregir una mala soldadura, se debe retirar el estaño sobrante con *cinta desoldadora*, una cinta de cobre que absorbe el estaño. Puede adquirirse en las tiendas de electrónica. Ver figura 5.11. Se coloca un extremo limpio de la cinta sobre el punto a limpiar y a continuación, con la otra mano, se presiona con el soldador sobre ella. La cinta incluye resinas que rápidamente limpian el estaño, que es absorbido por capilaridad por la cinta. Es importante recordar que en ausencia de resina es difícil conseguir que el estaño se comporte de forma noble: retocar una soldadura existente casi siempre exige el aporte de estaño.

Una vez usada la cinta se ha de cortar con alicates la parte estañada.

²⁴El autor quisiera relatar una experiencia personal. Cuando en el año 84 monté mi primera tarjeta con un microprocesador y la probé, no funcionaba. No sabía si el error era del software, de un incorrecto diseño o de un error en el circuito impreso. No disponía de osciloscopio y debía mendigar el acceso a uno. Tras varios meses de trabajo en los que hubo que inventar cómo depurar el circuito, descubrí que todo el problema se encontraba en un exceso de estaño que unía dos pistas del bus de datos. Desde entonces reviso las soldaduras sabiendo que perdiendo minutos, ahorro meses.



Figura 5.11: Cinta desoldadora

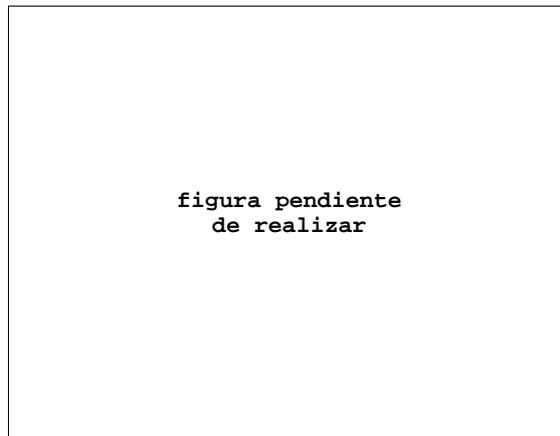


Figura 5.12: Serigrafía de la placa

5.10.4. La preparación de un montaje

Para el montaje de los componentes en la placa, se seguirán los siguientes pasos:

- se doblarán los terminales de los componentes para que entren sin tensiones en los agujeros de la placa.
- se insertarán los componentes en la placa de modo que queden a ras de ella o a corta distancia de la misma. Se prestará especial atención a la polaridad de condensadores electrolíticos, diodos, transistores y circuitos integrados.
- se abrirán levemente los terminales de los componentes para que no se separen de la placa al dar la vuelta a la misma.
- se soldará según el procedimiento anteriormente descrito.

Para el montaje de la fuente de alimentación usaremos como referencia la figura 5.12.

5.11. Cajeadado

Para la meter todos los componentes en la placa se ha de mecanizar la caja utilizada. Este libro no pretende cubrir este aspecto, para lo que solamente se indicará una sugerencia de disposición de los componentes (figura 5.14).

Se necesitan muchas herramientas:

- Soldador y estaño
- Cablecillos (preferiblemente multifilar)
- Tubo termorretractil (ver más abajo)
- Pegamento epoxi (de dos tubos), e.g. Araldit
- Alicates
- Un taladrador eléctrico
- Brocas de 3 mm, 4 mm y 5 mm para metal
- Lima de metal redonda y plana, de pequeño tamaño
- Destornillador
- Sierra de metal
- Torno de sujeción
- Grasa de silicona (ver más abajo).
- Alicates de corte
- Cortatramas o cuchilla

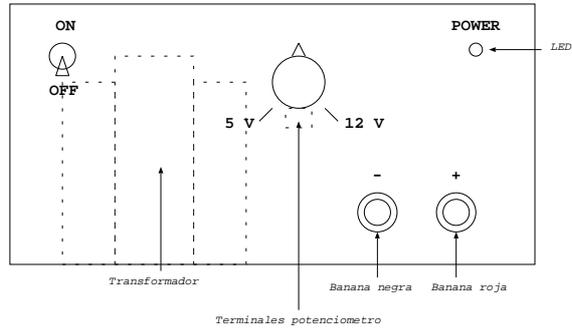
La *grasa de silicona* no debe confundirse con la silicona que se usa en reparación y construcción. Es una pasta blanca que se utiliza para mejorar la unión térmica entre los componentes a base de rellenar los espacios que se producen entre ellos con un producto de baja resistencia térmica y estable con el calor. Se aplicará primero sobre el regulador, depositando una fina película, después de haber agitado bien el bote. A continuación se pondrá la mica, y se repetirá la operación. Por último se atornillará el conjunto al radiador, y se fijará mediante un tornillo, tuerca y una arandela aislante que permita el aislamiento eléctrico del regulador del radiador. Sin embargo, han parecido en el mercado algunos plásticos aislantes que sustituyen a las micas y que hacen innecesario el uso de silicona. En circuitos como el nuestro que no son muy críticos en cuanto a temperatura, estos componentes son una opción mucho más limpia.

El *tubo termorretractil* es un tubo plástico que encoge con el calor. Es muy útil para aislar conductores. Por ejemplo, los terminales del regulador que atraviesan la caja de aluminio, o los hilos que se sueldan al transformador. De este modo es posible aislarlos para evitar calambrazos inesperados.

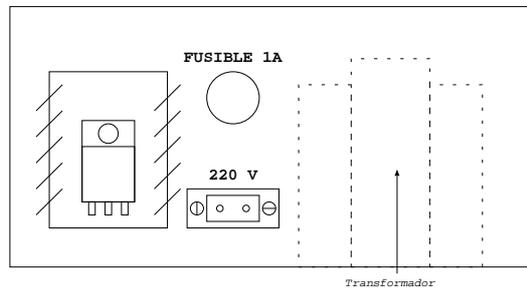
5.12. Toques finales

Sólo resta revisar, revisar y revisar el montaje.

Cómo es un circuito que se conecta a la red, hay que seguir una recomendación adicional: una revisión exhaustiva.



Vista Frontal



Vista posterior

Figura 5.13: Sugerencia de aspecto externo de la caja

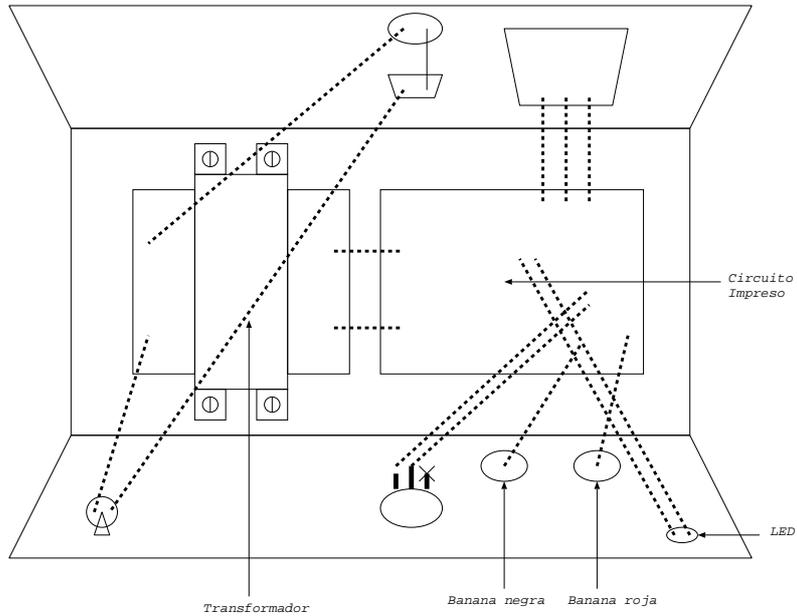


Figura 5.14: Sugerencia de disposición de componentes dentro de la caja

5.13. Plan de pruebas

Las pruebas a realizar son:

1. Margen de tensiones de control
2. Medida de la regulación de carga
3. Medida de la tensión rectificada
4. Medida del rizado en los condensadores
5. Medida del rizado de salida con/sin carga, a max/min tensión
6. Estabilidad térmica

5.14. Realización de las pruebas

CASO DE PRUEBA 1: MEDIDA DE MARGEN DE TENSIÓN DE SALIDA

Realización Se mide con un polímetro la tensión de salida de la fuente en las posiciones extremas del potenciómetro de control.

Resultado La prueba se considera válida si las tensiones son de 5 y 12V $\pm 10\%$

CASO DE PRUEBA 2: MEDIDA DE LA REGULACIÓN DE CARGA

Descripción: El factor de regulación de carga se define como la variación de la tensión de salida al variar la corriente de salida. Una fuente de tensión ideal con impedancia de salida nula no tendría variación de salida, pero una fuente real si lo tiene.

Realización Se mide con un polímetro la tensión de salida de la fuente en las posiciones extremas del potenciómetro de control, cuando la corriente de salida es la nominal. El factor de regulación se calcula como:

$$FR_c = \frac{V_o(I_o = 0) - V_o(I_o = I_{max})}{V_o(I_o = 0)} \quad (5.1)$$

donde: FRc es el factor de regulación de carga
 $V_o(I_o=0)$ es la tensión de salida sin carga
 $V_o(I_o=I_{max})$ es la tensión de salida con carga máxima

Se calculará el factor de regulación para las dos tensiones extremas

Resultado: La prueba se considera válida si el factor de regulación (en ambas tensiones) es mejor que el 1%.

CASO DE PRUEBA 3: MEDIDA DE LA TENSIÓN DE RECTIFICADA

Realización Se mide con un polímetro la tensión rectificada (en continua) con y sin carga en bornas de C1 (ver figura 4.10).

Resultado La prueba se considera pasada si la tensión de salida es superior a 18 Volt. Es importante anotar el valor para análisis posteriores.

CASO DE PRUEBA 4: MEDIDA DEL RIZADO EN LOS CONDENSADORES DE FILTRADO

Realización Se configura la fuente a la tensión máxima de salida
Se carga la fuente con una resistencia de 24Ω .
Se mide con el osciloscopio, configurado en AC, el rizado de los condensadores

Resultado La tensión de salida debe tener el aspecto ya comentado (figura 3.21).
El rizado pico a pico debe ser de $1 V_{pp}$, $\pm 20\%$, ya que este es el valor de la tolerancia de los condensadores, y el rizado y capacidad son linealmente proporcionales.

CASO DE PRUEBA 5: MEDIDA DEL RIZADO DE SALIDA

Realización Se configura la fuente a la tensión máxima de salida
Se carga la fuente con una resistencia de potencia de 24Ω .
Se conecta el osciloscopio a la salida de la fuente, configurándolo en modo AC y con una sensibilidad de 5 mV/div , y base de tiempos de 5 ms/div .

Resultado La prueba se considera pasada si el rizado es inferior a 10 mVpp ²⁵

CASO DE PRUEBA 6: RESPUESTA TÉRMICA

Realización Se configura la fuente a la tensión mínima de salida
Se carga la fuente con una resistencia de potencia de 10Ω .

Resultado Con las elementales precauciones para no sufrir quemaduras, se realiza la *prueba de los 5 segundos*.

5.15. Otras medidas

Puede ser de interés el ajustar la tensión de salida al valor máximo, y por un corto periodo de tiempo cargarla con 12Ω , y medir el rizado resultante. Es un buen ejemplo de lo que sucede cuando la tensión de *dropout* del regulador no se respeta.

5.16. Que hacer cuando no funciona

Bien puede suceder que llegados al punto de las pruebas, descubramos que la fuente no funciona. En este capítulo vamos a dar algunas guías de como proceder a descubrir el error y corregirlo.

Por tratarse de un circuito muy simple, procederemos a describir una depuración genérica, basada en la revisión de todos los aspectos de la fuente.

²⁵Las especificaciones garantizadas de *regulación de línea* son de $0,04\%/V$ para tensiones de caída en el regulador (*dropout*) superiores a 3 V . Si el rizado de entrada es de $1 V_{pp}$, entonces el valor esperado del rizado de salida es de 5 mVpp . Pero debemos asegurarnos de cumplir la premisa de tensiones de dropout superiores a 3 V (ver CASO DE PRUEBA 3).

La *regulación de línea* se define como la relación entre la variación de la tensión de salida con la variación de la tensión de entrada.

1. Comprobaremos que la fuente está conectada a la red, y el interruptor encendido²⁶. Comprobaremos con el polímetro (500 V, AC) que llega tensión al primario del transformador. Si no es así, revisar el fusible, la conexión al interruptor y el cableado. Realizar la revisión con la fuente desconectada de la red.
2. Comprobaremos con el polímetro (200 V, AC) que hay tensión en el secundario del transformador.
3. Comprobaremos con el polímetro (20 V, DC) que tras el puente de diodos (por ejemplo entre R1 y masa) hay tensión rectificadas, continua. El LED debe lucir, y si no lo hace es porque tiene la polaridad invertida o algún problema en la conexión.
4. Comprobaremos con el polímetro (2 V, DC) que entre los terminales OUT y ADJ del regulador tenemos una tensión muy próxima a 1,25 Voltios. Si no es así, sospechar de la conexión de R2, R3 y R4. Es posible que alguna no esté soldada o en corto. Medir tensiones respecto a masa, y realizar los cálculos de tensiones para tratar de explicar lo que está sucediendo.
5. Conectar el polímetro a la salida (20 V, DC). Comprobar que la tensión de salida varía en el margen deseado. Si no hay variación, sospechar de la conexión de los cables o de las soldaduras de las resistencias R2, R3 y R4. Si las tensiones son otras, sospechar de un valor erróneo en alguno de los componentes. Si la variación es la inversa de la esperada, es porque los terminales se han conectado al revés.

5.17. Resumen del capítulo

Estos son algunos de los puntos aprendidos en un capítulo especialmente denso:

- Cuanto más tarde se detecta un error en un diseño, más tiempo y esfuerzo es necesario para repararlo: se debe dedicar tiempo a la revisión de los mismos.
- Un polímetro incluye al menos un voltímetro, amperímetro y ohmetro en un mismo instrumento. Los polímetros digitales son baratos y fiables pero hay que conocer sus limitaciones. No comprar nunca un aparato *demasiado* barato si se usa para electrónica: para comparar están las especificaciones del fabricante.
- Las medidas de resistencia ponen tensión en un componente, y deben siempre realizarse en ausencia de alimentación, con condensadores descargados.
- Los voltímetros de gama baja presentan numerosas limitaciones en las medidas de las señales alternas
- Las medidas de tensión cargan el circuito a medir. Debemos conocer *cuánto*.
- Las medidas de corriente introducen caídas de tensión adicionales sobre el circuito a medir. Debemos conocer *cuánto*.
- Los osciloscopios hacen medidas de la tensión y su variación en el tiempo.
- Un osciloscopio permite ajustar la sensibilidad, acoplo y escala de tiempos de dos señales.

²⁶Un viejo compañero de fatigas del autor acuñó la expresión '*no hay nada como hacer las cosas bien para que salgan bien*'. Es decir, que no hay nada como dar alimentación a un aparato para que este funcione.

- Si queremos realizar una medida estable y libre de ruido en un osciloscopio, debemos hacer una buena conexión de la masa de la sonda, y ajustar correctamente el circuito de disparo.
- Es necesario estudiar el manual de un osciloscopio después de haberse familiarizado un poco con el mismo.
- Es posible realizar circuitos impresos manualmente, y se pueden obtener resultados excelentes si se domina la técnica.
- Un plan de pruebas bien pensado permite obtener una gran certeza sobre el funcionamiento correcto de un circuito.
- Revisar el montaje puede ahorrar mucho tiempo. Esto incluye verificar la polaridad de los componentes que la tengan, que todos los componentes sean del valor especificado y las soldaduras.
- A soldar se aprende soldando.
- La punta del soldador debe estar siempre limpia y brillante.
- La punta del soldador debe calentar los dos elementos a unir, y el estaño se debe aplicar sobre ellos y no sobre la punta del soldador.
- Es más fácil hacer una buena soldadura que corregir una mala. Es difícil retocar una soldadura sin aporte de estaño.
- El estaño sobrante puede eliminarse mediante cinta desoldadora.

Capítulo 6

Montaje de un oscilador

6.1. Introducción

Ya tenemos una flamante fuente de alimentación. Toda nuestra pasión electrónica queda reducida al movimiento de un potenciómetro seguido por el cambio de medida de un voltímetro. Así no vamos a impresionar a nadie. Tenemos que encontrar rápidamente una solución al problema: vamos a montar un sencillo oscilador que va a encender y apagar un LED.

6.2. Presentación del oscilador

En la figura 6.1 se muestra el esquema básico de un oscilador, denominado *oscilador de relajación*. No parece muy complejo pues constan sólo de una resistencia, un condensador y un... triángulo con bola y tatuaje.

En realidad, la figura tiene trampa, porque no muestra la alimentación de U1. Se trata de una práctica común cuando se trabaja con circuitos integrados, que se hace para no embrollar el circuito.

También pueden sorprendernos unos numeritos a la entrada y salida del inversor. Son completamente inofensivos, y se refieren al número de terminal del circuito integrado. Veremos más sobre ello en este mismo capítulo.

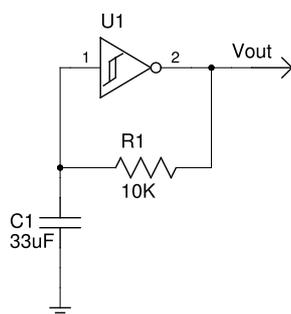


Figura 6.1: Oscilador de relajación

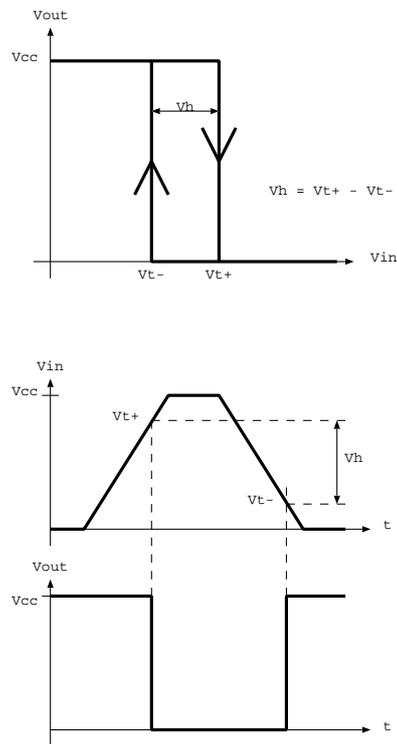


Figura 6.2: Función de transferencia del 74HC14

6.3. El trigger de Schmitt

El mencionado 'triángulo con bola y tatuaje' en cuestión se denomina *inversor con trigger de Schmitt*. Se trata de una puerta lógica, usada en electrónica digital, pero asociada siempre a la interfaz con el mundo analógico.

- Un **inversor** es un circuito que 'invierte'. Como no hemos visto nada de electrónica digital, vamos a dar una definición *analógica*. Se trata de un circuito que cuando la tensión de entrada es *baja*, da tensiones de salida *altas*, y cuando la tensión de entrada es *alta*, da tensiones de salida *bajas*. Alta o baja con el criterio de cercanía a sus tensiones positivas o negativas de alimentación. Se trata de un inversor, pero de un inversor muy extremista, porque cuando la tensión de entrada es baja, la salida es prácticamente igual a la de alimentación positiva, y cuando la entrada es alta, la salida es prácticamente igual a la alimentación negativa. Cuando la entrada está a medio camino, la salida está también entre medias, pero basta una leve variación para llevarlo de un extremo a otro. Digamos que es un radical que siempre lleva la contraria.
- **Trigger de Schmitt**. Herr Schmitt pasó a la historia gracias a su circuito de disparo. Al buen señor se le ocurrió un método para que la conmutación de la salida se realice a una tensión de entrada distinta según conmutemos de salida alta a baja o de baja a alta. La necesidad es clásica: por ejemplo todos los circuitos de termostato funcionan de este modo.

Entrando en detalles, la función de transferencia del circuito se muestra en la parte alta de la figura 6.2. Tal vez el funcionamiento sea más claro si observamos la parte

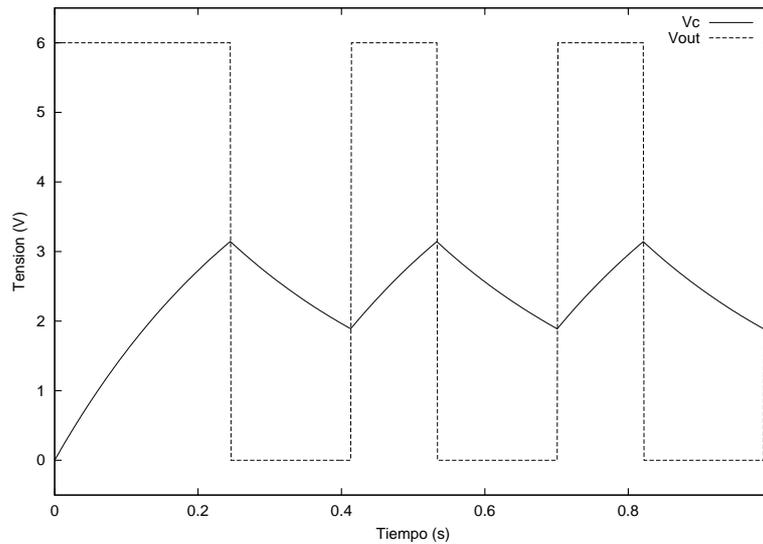


Figura 6.3: Simulación del comportamiento del oscilador de relajación

baja de la figura. Si partimos de una tensión de entrada baja y vamos subiéndola, la tensión de salida se mantiene alta (igual que la tensión de alimentación, V_{cc}), hasta que en cierto punto (a V_{t+}), de repente, baja a una tensión próxima a cero. Si a este punto decidiéramos echar marcha atrás, la salida permanecería a bajo nivel hasta que retrocediéramos a un nivel más bajo que el que provocó un cambio de tensión. Este efecto es el que se denomina *trigger schmitt*.

Si volvemos a la función de transferencia de la figura 6.2, vemos en ordenadas la tensión de entrada y en abscisas la de salida. La tensión de salida se mantiene todo el tiempo igual a masa o a la de alimentación. Podemos ver el mismo efecto anteriormente descrito. Si barreos la entrada de tensiones bajas a altas, la salida permanecerá inicialmente a nivel alto, y cuando la entrada sea igual a V_{T+} , entonces la salida bajará a cero voltios. Si realizamos el camino inverso, de tensiones de entrada altas hacia tensiones más bajas, la transición se produce a una tensión diferente, V_{T-} , más baja que la anterior.

¿Cómo puede el circuito de la figura 6.1 llegar a ser un oscilador?. En la figura 6.3 vemos una simulación de la tensión de entrada y de salida del inversor desde el arranque del oscilador (régimen transitorio) hasta alcanzar el régimen permanente. Imaginemos que al principio el condensador está descargado. Por tanto, la entrada del inversor está a masa y su salida a la tensión de alimentación. El condensador empieza a cargarse a través de la resistencia R, y la tensión en bornas empieza a crecer, como vimos en el capítulo 3.5.2.

Antes o después, la tensión en la entrada de U1 llegará a V_{T+} , y a este punto la salida pasará abruptamente de una tensión cercana a la alimentación a una tensión cercana a masa. Entonces, el condensador empezará a descargarse a través de la resistencia.

Antes o después llegará a un punto en el que la tensión a la entrada de U1 valdrá V_{T-} y la salida pasará abruptamente de una tensión cercana a masa a una cercana a la alimentación... y vuelta a empezar.

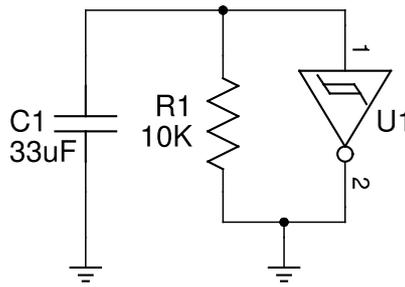


Figura 6.4: Descarga del condensador

6.4. Frecuencia de oscilación

Para estudiar la frecuencia de oscilación debemos analizar el semiciclo de salida positiva y negativa, dentro del régimen permanente. Es un repaso del capítulo 3.5.2, solo que en este caso haremos uso de las fórmulas exactas. Las fórmulas aproximadas deben dar valores muy adecuados ya que, como se ve en la figura 6.3, la carga y descarga del condensador es casi lineal.

6.4.1. Semiciclo negativo

El condensador está inicialmente cargado a la tensión de conmutación más alta y disminuye hasta la más baja al descargarse a través de la resistencia. En la figura 6.4, se representan las tensiones como altura de modo que los puntos de tensión más alta se representan más arriba que los de baja. La corriente fluye de arriba a abajo. Esto ayuda a tener una imagen mental de lo que realmente sucede, y sería deseable imaginarse cómo la tensión del condensador disminuye.

$$V(t) = V_o \cdot \exp\left(-\frac{t}{R \cdot C}\right) \Rightarrow$$

$$t_{neg} = \ln\left(\frac{V_{T+}}{V_{T-}}\right) \cdot R \cdot C$$

Para los valores típicos¹ del 74HC14 alimentado a 6 Volt, resulta

$$t_{neg} = 0,51 \cdot R \cdot C$$

6.4.2. Semiciclo positivo

El condensador está inicialmente cargado a la tensión de conmutación más baja y se va cargando hacia la más alta. Ver figura 6.5.

$$V(t) = V_o + (V_{cc} - V_o) \cdot \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{R \cdot C}\right)\right] \Rightarrow$$

¹Los valores típicos del 74HC14 con alimentación de 6 voltios y a 25 °C son $V_{T+} = 3.14$ V y $V_{T-} = 1.89$ V, según las hojas de características de PHILIPS SEMICONDUCTOR. Ambas pueden tener variaciones significativas respecto a los valores nominales.

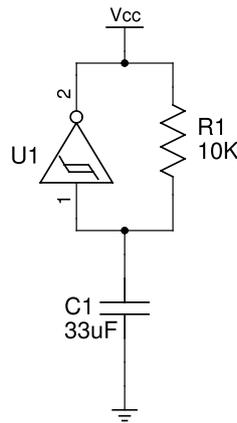


Figura 6.5: Carga del condensador

$$t_{neg} = -\ln\left(\frac{V_{cc} - V_{T+}}{V_{cc} - V_{T-}}\right) \cdot R \cdot C$$

Para los valores típicos el 74HC14 alimentado a 6 Volt, resulta

$$t_{neg} = 0,36 \cdot R \cdot C$$

6.4.3. Periodo de oscilación

El periodo resultante es la suma de los dos anteriores:

$$T = t_{pos} + t_{neg} = 0,87 \cdot R \cdot C$$

Si $R=10\text{ K}$ y $C=33\ \mu\text{F}$, entonces, $T=0,3\text{ s} \Rightarrow F=3,5\text{ Hz (nom)}$

6.5. Cambiando la frecuencia

Para cambiar la frecuencia basta cambiar el valor de la resistencia o del condensador, y la frecuencia varía de forma lineal. Por ejemplo, si ponemos un condensador de 100nF, la frecuencia nominal es de 1,1 kHz. Si ponemos un altavoz en el lugar del LED lograremos un desagradable pero efectivo pitido.

Asimismo, podríamos poner un potenciómetro en el lugar de R1 y de este modo lograr una frecuencia de oscilación variable.

6.6. Montaje del oscilador

En la figura 6.6 podemos observar el esquema completo del circuito a probar.

Incorpora una novedad a lo anteriormente visto. Cómo el circuito integrado 74HC04 incluye seis inversores, utilizamos los cinco sobrantes en paralelo para sumar músculo,

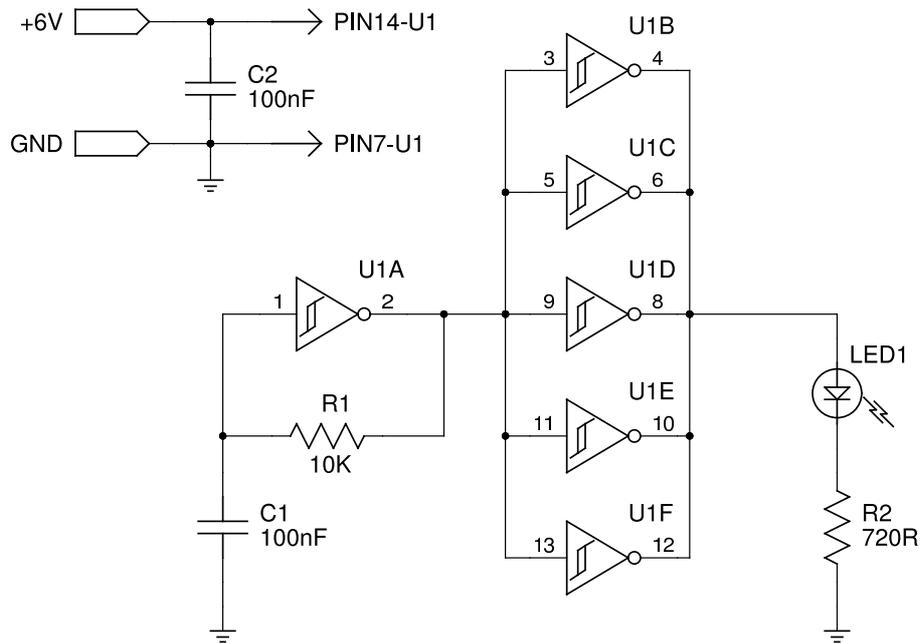


Figura 6.6: Esquema del oscilador para montar

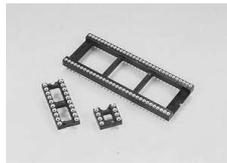


Figura 6.7: Zócalos para circuito integrado

de modo que la resistencia interna de salida se divide por cuatro, y así se logra que el control del LED mantenga una tensión bien próxima a la alimentación².

Podríamos hacer un nuevo circuito impreso, pero sabemos que eso lleva tiempo. Hay otras formas de prototipado que permiten evaluar circuitos sencillos en muy poco tiempo. Para esta ocasión, proponemos un montaje *en araña*. Este tipo de montaje se puede realizar sobre una placa de circuito impreso o un zócalo. El zócalo es un componente que permite la inserción y deinserción de un circuito integrado en un circuito impreso (por ejemplo, para sustituir uno defectuoso), pero admite el ser usado del modo indicado. Ver figura 6.7.

Otra opción, que es la que proponemos, toma como soporte una placa de circuito impreso con cobre por un lado.

Se ha de limpiar bien el cobre mediante lija de agua hasta que quede bien brillante, y de este modo aceptará muy bien las soldaduras.

1. Se cogerá el circuito integrado³ y se doblarán con cuidado todas sus patillas hacia fuera, en línea con el encapsulado plástico. La numeración de los pines se muestra en la figura 6.8 y es universal: usando la referencia, la numeración se realiza en

²TEXAS INSTRUMENTS en el *data sheet* del 74HC04, especifica una tensión de salida de 5,2 V para una carga de 5 mA cuando el chip se alimenta a 6 Volt. Esto corresponde a una caída de tensión de 0,8 V debida a la resistencia interna de salida.

³Comunmente denominado *integrado*, *chip* o *cucaracha* en el argot

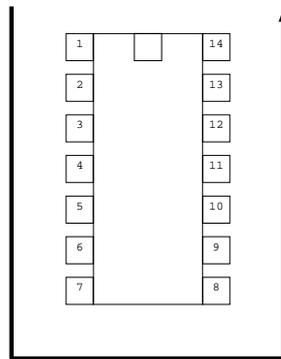


Figura 6.8: Numeración de pines en un chip

forma de U, hacia abajo, y luego hacia arriba. La referencia puede ser una marca sobre el pin 1 o sobre el lado superior.

2. El pin 7 se soldará al circuito impreso que será conectado a masa. La soldadura se realizará doblando de nuevo el pin hasta que toque la placa. Esto dará rigidez a la conexión.
3. El pin 14 se suelda a un condensador de desacoplo de 100 nF (C2). El pin sobrante del condensador se conecta al plano de cobre, también llamado *plano de masa*. Esta conexión debe dar gran rigidez al integrado.
4. Se soldará un cablecillo rojo al pin 14 y uno negro al plano de masa. Esto permitirá la conexión a la fuente.
5. Se soldará el pin 1 al terminal positivo del condensador C1. El terminal negativo del mismo se soldará al plano de masa.
6. Se soldará una resistencia de 10 K (R1) entre los pines 1 y 2 del chip. El terminal conectado al pin 2 se dejará más largo para que llegue al pin 3 al que se conecta.
7. Se levantan los pines 4, 6, 8, 10 y 12. Son las salidas.
8. El terminal corto del LED (cátodo), el que tiene una muesca en el cuerpo de plástico, se conecta al plano de masa, y el largo a la resistencia R2.
9. Se unen los pines 2 y 3 del chip con los pines 5, 9, 11 y 13.
10. Se unen con hilo y se conectan a la resistencia serie del LED (R2).
11. Sólo resta conectar los cables de alimentación a nuestra flamante fuente, previamente configurada para dar 6 Voltios, y aplicar tensión. El LED debe lucir a la cadencia calculada.

En la figura 6.9 se muestra un ejemplo de montaje de un circuito en araña.

6.7. Usos y abusos

6.7.1. Usos posibles

Podríamos pensar en algunas variantes del circuito manteniendo la misma estructura.

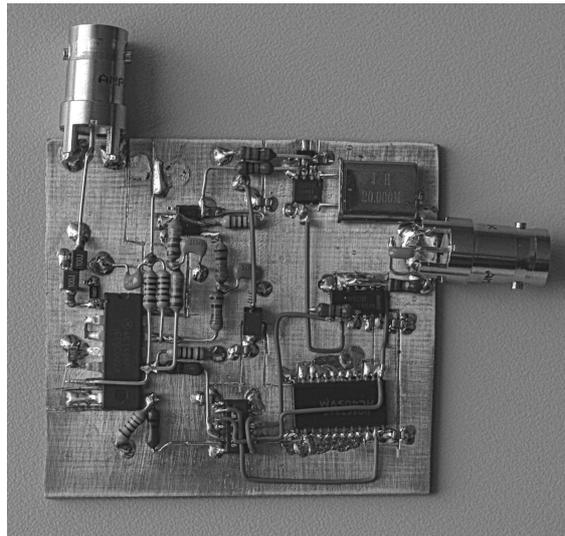


Figura 6.9: Ejemplo de montaje de un circuito en araña

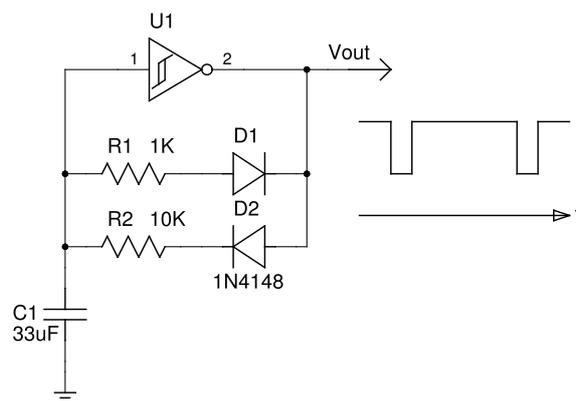


Figura 6.10: Oscilador de relajación salida asimétrica

- Si aumentamos la frecuencia de oscilación y conectamos la salida del circuito a un altavoz⁴ a través de R2, podemos oír el tono resultante. Podemos lograr tonos de la frecuencia de audio que queramos.
- Si en el lugar de R1 ponemos dos resistencias con sendos diodos en serie, cada uno orientado de una forma, podemos hacer que la resistencia aparezca distinta en los ciclos de subida y de bajada, por lo que podemos hacer que la *relación de aspecto* cambie. Podríamos lograr, por ejemplo, un LED parpadeante que estuviera encendido muy poco tiempo, y por tanto lograr una potencia media consumida menor.
- Podemos conmutar electrónicamente el condensador mediante diodos, transistores...

⁴Un altavoz tiene una impedancia típica de 8Ω. No podemos conectarlo directamente a la salida del integrado.

6.7.2. Abusos posibles

Hay varias cosas que NO debemos hacer a riesgo de dañar de manera irreversible el circuito:

- Conectar la alimentación del circuito al revés
- Superar la tensión de alimentación especificada (7 Volt)
- Cargar las salidas de modo que la corriente total sea superior a 50 mA.

6.8. Una curiosidad

¿Cómo se hace un Trigger de Schmitt?

Es un caso típico de realimentación positiva (ver capítulo 8.10).

6.9. ¿Alguna otra idea?

Uno puede preguntarse si esta es la única forma de hacer un oscilador. Sin duda no. Existen literalmente cientos de formas que obedecen a diferentes requisitos: la necesidad de conseguir buena estabilidad, alta frecuencia, bajo consumo, bajo coste, pocos componentes, alta o baja tensión de alimentación... y también la familiaridad del diseñador con diferentes tecnologías.

Capítulo 7

El transistor bipolar

7.1. Introducción

Este capítulo no es fácil, pero es posible. Supone adquirir nuevos conceptos, y se ha incluido porque es imprescindible. La mejor recomendación que se puede hacer es la de tomárselo con calma, volver a atrás cuando algo no esté claro, y prototipar. El lugar privilegiado para aprender electrónica es el banco de trabajo.

Este capítulo está dedicado al *transistor bipolar*. El apellido indica que existen otros tipos de transistores, y así es: también se usan los FET¹ de unión (JFET), y los MOSFET². Estos otros tipos no serán estudiados en este libro por falta de espacio.

7.1.1. Primera aproximación al transistor

El transistor es un componente electrónico que tiene tres terminales, denominados *base*, *emisor* y *colector*. Los nombres son poco explicativos y su origen se pierde en la niebla de los tiempos remotos.

Su comportamiento básico es el de ser un *amplificador de corriente*: tiene la capacidad de hacer que la corriente que circula entre el colector y el emisor sea un número grande de veces la que circula entre base y emisor.

Este factor de multiplicación se denomina *ganancia*, y se representa por β o h_{FE} . Puede tomar valores de 30 para transistores de alta potencia hasta 500 o más en transistores de baja señal. A pesar de lo que puede parecer, este valor tiene una importancia relativa a causa de la gran dispersión de los valores que alcanza³, o incluso de su variabilidad con la corriente de colector. La utilidad de este efecto multiplicador resulta intuitivo: a partir de una señal de baja corriente, como la proporcionada por un micrófono o un receptor de radio, esta puede ser amplificada y lograrse una corriente lo suficientemente grande como para mover un altavoz, aunque para lograr tal objetivo necesitaremos varias etapas.

¹FET es un acrónimo de *Field Effect Transistor*, Transistor de Efecto de Campo.

²MOS es un acrónimo de *Metal Oxide Semiconductor*, que indica la secuencia de elementos usados en su construcción: un transistor realizado como un sandwich de un metal conductor, una película de óxido de Silicio (aislante) y un material semiconductor.

³Los antiguos diseñadores inventaron varias configuraciones que resultaban muy tolerantes a la dispersión de la ganancia en corriente. Dicho de otro modo, el transistor, cuando se usa como amplificador, siempre se usa realimentado (ver capítulo 8), estando la ganancia en corriente de alguna forma asociada a la ganancia en lazo abierto.

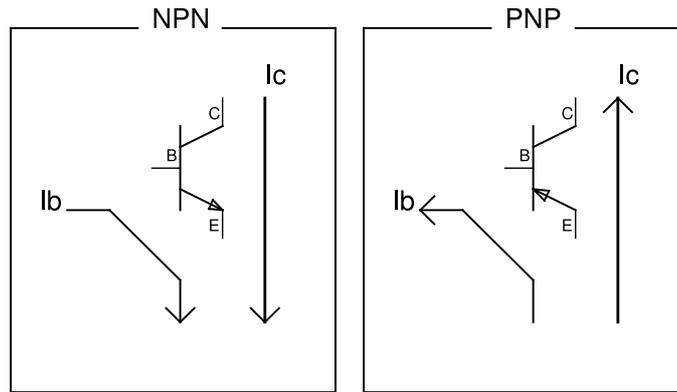


Figura 7.1: Funcionamiento básico del transistor bipolar

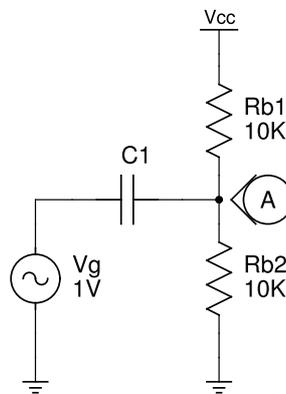


Figura 7.2: Ejemplo de una red de polarización

Existen dos tipos de transistores bipolares denominados PNP y NPN. Estos nombres provienen del orden en que se disponen las capas semiconductoras que los constituyen. Cada uno de ellos tiene un símbolo diferente, que se muestra en la figura 7.1. Como regla nemotécnica podemos usar esta: la flecha PeNetra o NoPeNetra. Estos dos tipos pueden considerarse en muchos aspectos como complementarios.

Hemos de aprender bien los nombres de los terminales y familiarizarnos con la figura 7.1 antes de proseguir si no queremos correr el riesgo de no entender nada.

7.1.2. Consideraciones preliminares sobre la polarización

Veamos un ejemplo antes de seguir. En la figura 7.2 se muestra un generador de señal sinusoidal (V_g) que se conecta mediante un condensador (C_1) a un divisor resistivo formado por R_{b1} y R_{b2} . El condensador se usa para el *acoplo* de circuitos. De forma un tanto simplificada, diremos que su misión es la de bloquear el paso de la corriente continua, permitiendo el paso de la alterna sin atenuación.

Sabemos que la impedancia de un condensador a una frecuencia cero (a corriente continua) es infinita: se comporta como un circuito abierto, cosa que realmente es. Asimismo, sabemos que la impedancia del condensador disminuye con la frecuencia... Ya recordamos que este circuito es un filtro paso alto (apartado 2.14). Pero ahora no nos interesa esta función, ya que vamos a usar un condensador de acoplo C_1 lo suficientemente grande como para que en la banda de trabajo, su impedancia sea despreciable. Por tanto, podemos asimilar el condensador de acoplo como un dispositivo que permite

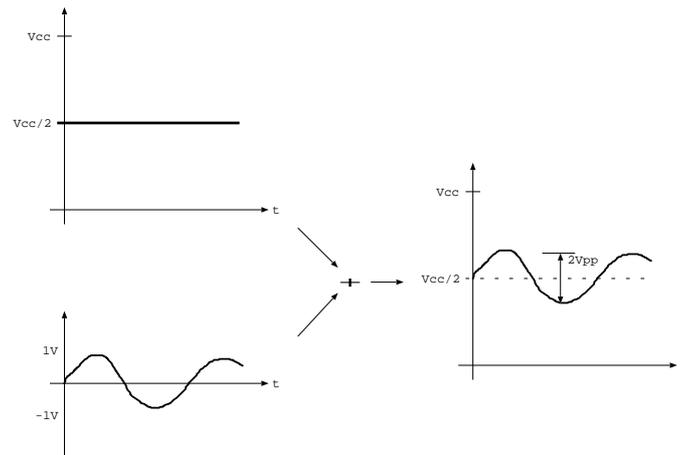


Figura 7.3: Tensión en el punto (A) de la figura 7.2

el paso de la señal alterna de una frecuencia *razonablemente* alta, y bloquea el paso de la continua. El bloqueo de la continua se produce en los dos sentidos: impide que la tensión de continua del divisor resistivo alcance al generador, y evita que el generador de señal alterna condicione de algún modo la tensión de continua en el punto (A).

El divisor resistivo logra en el punto (A) una tensión igual a la mitad de la alimentación por el hecho de ser iguales R_{b1} y R_{b2} . Se han puesto así para simplificar, pero cualquier otra relación sería igualmente válida. El condensador y el generador no alteran esta relación como hemos comentado.

Cómo podemos considerar el condensador como un cortocircuito en lo que a la señal alterna corresponde, en el punto (A) tendremos la misma tensión que hay a la salida del generador.

Es decir, que tal como se muestra en la figura 7.3, la tensión en el punto (A) puede modelarse como la suma de dos componentes, una continua y la otra alterna. La primera se denomina de *polarización* y la segunda de *pequeña señal*. No existen dos componentes, es simplemente un modelo que en breve veremos cuanto de útil es.

Para calcular la tensión en un punto, se analizan por separado las componentes de polarización y de pequeña señal. Para ello, se usa una técnica sencilla.

- Para analizar la *componente de polarización* se eliminan mentalmente todos los condensadores del circuito: son como si no existieran. Entonces se calculan las tensiones. En nuestro ejemplo, nos queda sólo el divisor resistivo, y es un asunto que tenemos ya dominado.
- Para analizar la *componente de pequeña señal*, se cortocircuitan mentalmente todos los condensadores. Cómo una fuente de tensión de continua ideal fuerza siempre un determinado nivel de tensión, a la alterna se comporta como un cortocircuito: cualquier corriente demandada a cualquier frecuencia es entregada por la fuente: esto corresponde a una resistencia nula⁴. Las fuentes de corriente se modelan como circuitos abiertos. En nuestro ejemplo, el generador de señal sinusoidal

⁴El correcto funcionamiento de un circuito exige que se cumpla esta condición, que es la de que la alimentación se comporte como un generador de tensión ideal. Si una fuente no tiene un comportamiento demasiado adecuado en este aspecto, se puede compensar con condensadores de desacoplo. Si tiene un comportamiento bastante ideal, también se usan condensadores de desacoplo, pues en cualquier caso, se debe compensar el efecto inductivo de los conductores que llevan la señal. Ver apartado 3.5.8.

verá dos resistencias de 10 K en paralelo, lo que es equivalente a una resistencia de 5 K⁵.

Para distinguir el punto de trabajo (señales continuas) de las excursiones debidas a la señal (señales alternas), se utiliza universalmente la siguiente nomenclatura: mayúsculas para las primeras y minúsculas para las segundas. Por ejemplo, V_B es la tensión de polarización de base e i_b es la corriente de pequeña señal que circula por la base.

De este modo, podemos considerar que en un punto (x), la tensión o corriente tiene dos componentes: una de polarización y una de baja señal, por ejemplo

$$V_x = V_{POL} + v_{ps}$$

Cómo normalmente las excursiones debidas a la señal son pequeñas comparadas a los niveles de polarización, es común hablar de *pequeña señal*⁶. De este modo, se habla de *modelo de pequeña señal del transistor* o de *análisis de pequeña señal*.

Es importante determinar o escoger adecuadamente el punto de polarización del transistor pues:

- Es el punto de referencia de las tensiones y corriente de un circuito. Corresponde a las tensiones de continua que se podrían medir en un circuito en ausencia de señal. Si se conecta una señal a la entrada del circuito, nos encontraremos con que en cada punto del mismo, las tensiones varían en torno al anterior *punto de trabajo*.
- Condiciona en comportamiento del circuito: más adelante veremos que alguno de los parámetros del modelo de pequeña señal del transistor dependen de parámetros de polarización del mismo.

En breve veremos ejemplos que ilustran todo lo contado, pero si algo no ha quedado claro, debe volverse a estudiar este punto so pena de no comprender casi nada de lo que sigue.

7.1.3. Trabajo lineal o en saturación

El transistor puede trabajar de forma *lineal* o en *saturación*:

- **Lineal:** Se dice que un sistema es lineal si ante una señal del doble de amplitud (ya sea tensión o corriente) responde con una señal de salida doble. A una señal mitad, responde con una salida mitad... El uso en modo lineal es el típico de amplificadores, filtros, mezcladores, etc.

⁵Esto nos permitirá calcular la frecuencia de corte del filtro paso alto porque el circuito que resulta es exactamente igual al ya visto. $F_c = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C1}$ donde R es el paralelo de R_{b1} y R_{b2} . Una década por encima de la frecuencia de corte podemos considerar que el condensador no tiene efecto alguno sobre la señal, ni en atenuación ni en desfase.

⁶Esto resultaba especialmente cierto para los viejos circuitos que usaban lámparas termoiónicas, en las que eran normales tensiones de polarización de centenares de voltios. En cualquier caso, los componentes electrónicos son bastante poco lineales. Todo sistema si es tratado con amplitudes pequeñas se comporta de forma *razonablemente* lineal. En cualquier caso, no debemos ser demasiado rigurosos al respecto de la definición: es muy común que las excursiones de corrientes o tensiones sean tan grandes como las de polarización. Varias técnicas permiten obtener a pesar de todo, respuestas extremadamente lineales.

- **Saturación:** Un sistema alcanza la saturación cuando su comportamiento dista mucho del modo lineal, de modo que incrementos de la señal de entrada apenas producen incrementos de la salida. Un circuito cuya misión es encender o no un LED es un circuito que trabaja en saturación: todo lo que nos interesa es encender o apagar completamente una bombilla. Por ejemplo, el inversor que vimos en el capítulo 6, trabaja en saturación.

7.1.4. Polarización del transistor

Para que un transistor pueda funcionar de manera lineal debe ser *polarizado* adecuadamente. Del mismo modo que para que un diodo semiconductor permita el paso de la corriente debe polarizarse en directo con una tensión de aproximadamente 0,6 Voltios, la polarización de un transistor requiere unas ciertas condiciones.

Dos son las condiciones básicas que deben cumplirse para polarizar un transistor bipolar:

- La tensión base emisor (V_{BE}) debe ser polarizada como un diodo. Para no olvidarnos de cual es la polaridad, podemos recordar que la flecha del símbolo del transistor tiene el mismo significado de un diodo. La corriente de base seguirá una variación exponencial con la tensión muy similar a la de un diodo (ver fig 3.5).
- La tensión colector-emisor (V_{CE}), debe ser superior a un cierto valor. Esta tensión mínima se denomina tensión de saturación, V_{CEsat} . En un transistor NPN, la tensión de colector debe ser siempre superior a la de emisor, y en un PNP, inferior.

Estas dos condiciones se pueden expresar de forma más concreta en dos requisitos:

- *La tensión base emisor debe estar comprendida entre 0,6 y 0,7 V⁷, con la polaridad adecuada.* Si esta condición no se cumple, entonces, la corriente de colector es aproximadamente nula⁸.
- *La tensión de colector no está condicionada por el transistor sino por la carga,* pero debe ser siempre aproximadamente 0,2 Voltios superior a la de emisor. Si esta condición no se cumple, la corriente de colector no sigue la ley establecida por la ganancia de corriente: no puede crecer más allá de la condición que establece la tensión de saturación.

Se ilustra esta condición con ejemplos en el apartado 7.2.3.

Asimismo, se han de cumplir un par de condiciones adicionales, no estrictamente relativas a la polarización, sino a las tensiones máximas que puede soportar:

- Tensión colector-emisor: en la práctica, se debe escoger un transistor que pueda funcionar a la tensión de alimentación del circuito. Es muy conveniente sobredimensionar este parámetro para protegernos frente a variaciones de la tensión de alimentación.
- La tensión *inversa* máxima que puede soportar la unión base-emisor suele tener un valor bajo. Este requisito debe cuidarse en circuitos de trabajan en conmutación, o cuando hay condensadores en un circuito y se apaga el mismo, los transistores pueden quedar polarizados. Se suele compensar añadiendo astutamente un diodo. En cualquier caso, esto queda fuera del objetivo de este libro⁹.

⁷Dependiendo de la corriente de colector.

⁸Según la hoja de características, un máximo de 15nA a 25 °C para $V_{be}=0$ V.

⁹En la fuente de alimentación basada en el 317, el fabricante especifica en la letra pequeña que deben usarse diodos de protección cuando la tensión de salida es superior a 25 V, pero no es nuestro caso.

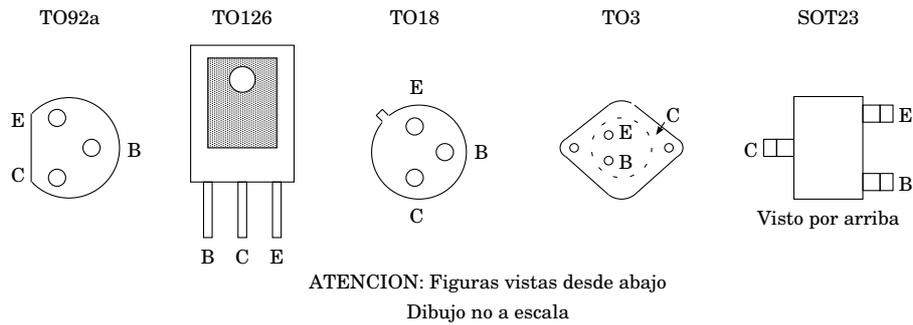


Figura 7.4: Asignación de terminales en distintos encapsulados

7.1.5. Algunos tipos comunes

Hay (literalmente) miles de tipos distintos de transistores. Tipos diferentes se han popularizado en Europa, Estados Unidos o Japón. Pero hay algunos tipos que son muy comunes, baratos, fáciles de encontrar y que resuelven la mayor parte de los problemas. Normalmente, se presentan en versiones complementarias (NPN/PNP), presentando uno y otro características similares.

- BC549/BC559: Son transistores de bajo coste y propósito general, muy usados en audio, y de bajo ruido¹⁰.
- BD139/BD140: Transistores de media potencia
- 2N2369/2N2907: Transistores de baja señal, alta velocidad.
- 2N3055: Transistor de alta potencia, usado en amplificadores, fuentes de alimentación, etc. Muy robusto.
- BFR93: Transistor de alta frecuencia, muy usado en radio

En la tabla siguiente resumimos las características más importantes de estos transistores.

Ref	Tipo	V_{CEmax} (V)	I_{Cmax} (A)	P_{max} (W)	h_{FE} típica	F_T (MHz)	Encap
BC549	NPN	30	0,1	0,5	520 @ 2 mA	300	TO92a
BC559	PNP	-30	0,1	0,5	240 @ 2 mA	150	TO92a
BD139	NPN	80	1	8	100 @ 150 mA	250	TO126
BD140	PNP	-80	1	8	100 @ 150 mA	75	TO126
2N2369	NPN	40	0,5	0,3	60 @ 10 mA	650	TO18
2N2907	PNP	-40	0,6	0,4	200 @ 150 mA	200	TO18
2N3055	NPN	70	15	90	45 @ 4 A	2	TO3
BFR93	NPN	12	35	0,3	90 @ 30 mA	5000	SOT23

En la figura 7.4 se muestra la asignación de terminales para los distintos encapsulados.

En la figura 7.5 se muestran algunos transistores de pequeña y gran potencia.

¹⁰Corresponden a una familia: El BC547/557 es una versión de tensión más alta, el BC548/BC558 es la versión estándar y el BC549/BC559 es una versión de bajo ruido.

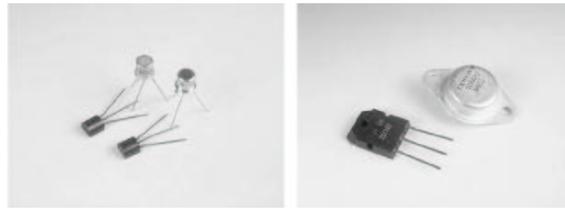


Figura 7.5: Fotografía de transistores

7.1.6. Una hoja de características

En las figuras 7.6 a 7.8 se muestran hojas de características de la familia BC546, BC547 y BC548. Se trata de una hoja más bien resumida, en la que podemos estudiar parámetros de gran interés.

En la figura 7.6 se presenta un dibujo del encapsulado que muestra la asignación de pines, el valor de la resistencia térmica, los parámetros límite y por último, parámetros del transistor en corte. Son especialmente importantes los de corriente y potencia límite, y tensiones de colector máximas.

En la figura 7.7 se muestran parámetros del transistor en saturación y parámetros relativos al modelo de pequeña señal. Respecto a los primeros, resalta la tensión colector-emisor de saturación (V_{CEsat}), y respecto a los segundos, la ganancia de corriente de pequeña señal (h_{fe}).

Las dos hojas restantes (figura 7.8 y 7.9) se dedican a gráficas. Algunos datos interesantes:

- Gráfica superior izquierda de las figuras 7.8 y 7.9: variación de la ganancia (h_{fe}) con la corriente de colector.
- Gráfica superior izquierda de las figuras 7.8 y 7.9: tensiones colector-emisor (V_{CEsat}) y base-emisor (V_{BEsat}) en saturación
- Gráfica inferior derecha de las figuras 7.8 y 7.9: existe una corriente de colector que maximiza la velocidad del dispositivo.

Recomendamos no perder demasiado tiempo en tratar de agotar los asuntos no explicados, pues no son relevantes para la mayor parte de las aplicaciones.

7.2. Algunos ejemplos con transistores

Es muy probable que, llegados a este punto, tengamos la cabeza a punto de estallar. Es el momento de pasar a unos ejemplos sencillos que permitan asimilar conceptos.

7.2.1. Regulador lineal con diodo Zener

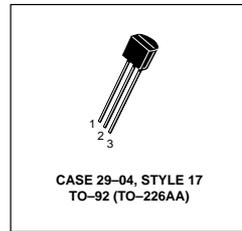
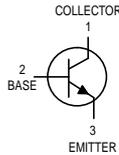
En la figura 7.10 se muestra el esquema de un regulador lineal serie (ver apartado 4.1.2). El regulador usa un diodo Zener, y es el mismo esquema de la figura 4.2, al que se ha añadido un transistor. Se ha producido un cambio sustancial: el transistor es el encargado de ofrecer la corriente a la salida, mientras que el diodo Zener no soporta esta pesada carga, sino únicamente la polarización del transistor.

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

Order this document
by BC546/D

Amplifier Transistors
NPN Silicon

BC546, B
BC547, A, B, C
BC548, A, B, C



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	BC 546	BC 547	BC 548	Unit
Collector–Emitter Voltage	V _{CEO}	65	45	30	Vdc
Collector–Base Voltage	V _{CBO}	80	50	30	Vdc
Emitter–Base Voltage	V _{EBO}	6.0			Vdc
Collector Current — Continuous	I _C	100			mAdc
Total Device Dissipation @ T _A = 25°C Derate above 25°C	P _D	625 5.0			mW mW/°C
Total Device Dissipation @ T _C = 25°C Derate above 25°C	P _D	1.5 12			Watt mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T _J , T _{stg}	–55 to +150			°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	R _{θJA}	200	°C/W
Thermal Resistance, Junction to Case	R _{θJC}	83.3	°C/W

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector–Emitter Breakdown Voltage (I _C = 1.0 mA, I _B = 0)	BC546 BC547 BC548	V _{(BR)CEO}	65 45 30	— — —	V
Collector–Base Breakdown Voltage (I _C = 100 μAdc)	BC546 BC547 BC548	V _{(BR)CBO}	80 50 30	— — —	V
Emitter–Base Breakdown Voltage (I _E = 10 μA, I _C = 0)	BC546 BC547 BC548	V _{(BR)EBO}	6.0 6.0 6.0	— — —	V
Collector Cutoff Current (V _{CE} = 70 V, V _{BE} = 0) (V _{CE} = 50 V, V _{BE} = 0) (V _{CE} = 35 V, V _{BE} = 0) (V _{CE} = 30 V, T _A = 125°C)	BC546 BC547 BC548 BC546/547/548	I _{CES}	— — — —	0.2 0.2 0.2 —	15 15 15 4.0
					nA μA

REV 1

© Motorola, Inc. 1996



Figura 7.6: Hoja de características del BC546-BC548 (1 de 4)

BC546, B BC547, A, B, C BC548, A, B, C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted) (Continued)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain ($I_C = 10 \mu\text{A}$, $V_{CE} = 5.0 \text{ V}$)	BC547A/548A BC546B/547B/548B BC548C	h_{FE}	— — —	90 150 270	— — —
($I_C = 2.0 \text{ mA}$, $V_{CE} = 5.0 \text{ V}$)	BC546 BC547 BC548 BC547A/548A BC546B/547B/548B BC547C/BC548C		110 110 110 110 200 420	— — — 180 290 520	450 800 800 220 450 800
($I_C = 100 \text{ mA}$, $V_{CE} = 5.0 \text{ V}$)	BC547A/548A BC546B/547B/548B BC548C		— — —	120 180 300	— — —
Collector–Emitter Saturation Voltage ($I_C = 10 \text{ mA}$, $I_B = 0.5 \text{ mA}$) ($I_C = 100 \text{ mA}$, $I_B = 5.0 \text{ mA}$) ($I_C = 10 \text{ mA}$, $I_B = \text{See Note 1}$)		$V_{CE(sat)}$	— — —	0.09 0.2 0.3	0.25 0.6 0.6
Base–Emitter Saturation Voltage ($I_C = 10 \text{ mA}$, $I_B = 0.5 \text{ mA}$)		$V_{BE(sat)}$	—	0.7	—
Base–Emitter On Voltage ($I_C = 2.0 \text{ mA}$, $V_{CE} = 5.0 \text{ V}$) ($I_C = 10 \text{ mA}$, $V_{CE} = 5.0 \text{ V}$)		$V_{BE(on)}$	0.55 —	— —	0.7 0.77
SMALL–SIGNAL CHARACTERISTICS					
Current–Gain — Bandwidth Product ($I_C = 10 \text{ mA}$, $V_{CE} = 5.0 \text{ V}$, $f = 100 \text{ MHz}$)	BC546 BC547 BC548	f_T	150 150 150	300 300 300	— — —
Output Capacitance ($V_{CB} = 10 \text{ V}$, $I_C = 0$, $f = 1.0 \text{ MHz}$)		C_{obo}	—	1.7	4.5
Input Capacitance ($V_{EB} = 0.5 \text{ V}$, $I_C = 0$, $f = 1.0 \text{ MHz}$)		C_{ibo}	—	10	—
Small–Signal Current Gain ($I_C = 2.0 \text{ mA}$, $V_{CE} = 5.0 \text{ V}$, $f = 1.0 \text{ kHz}$)	BC546 BC547/548 BC547A/548A BC546B/547B/548B BC547C/548C	h_{fe}	125 125 125 240 450	— — 220 330 600	500 900 260 500 900
Noise Figure ($I_C = 0.2 \text{ mA}$, $V_{CE} = 5.0 \text{ V}$, $R_S = 2 \text{ k}\Omega$, $f = 1.0 \text{ kHz}$, $\Delta f = 200 \text{ Hz}$)	BC546 BC547 BC548	NF	— — —	2.0 2.0 2.0	10 10 10

Note 1: I_B is value for which $I_C = 11 \text{ mA}$ at $V_{CE} = 1.0 \text{ V}$.

Figura 7.7: Hoja de características del BC546-BC548 (2 de 4)

BC546, B BC547, A, B, C BC548, A, B, C

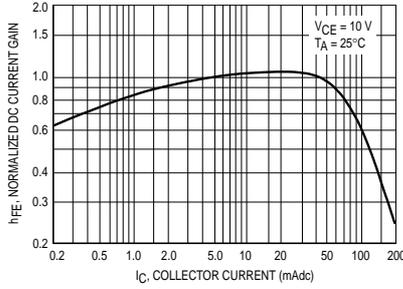


Figure 1. Normalized DC Current Gain

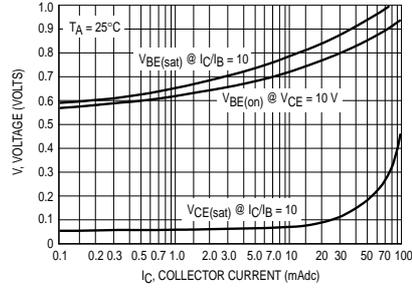


Figure 2. "Saturation" and "On" Voltages

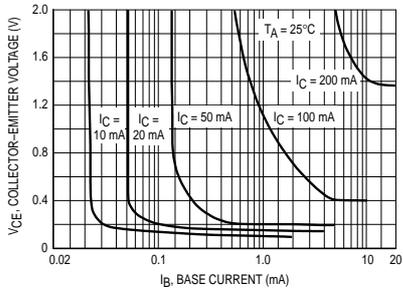


Figure 3. Collector Saturation Region

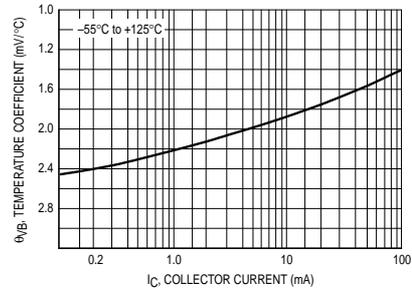


Figure 4. Base-Emitter Temperature Coefficient

BC547/BC548

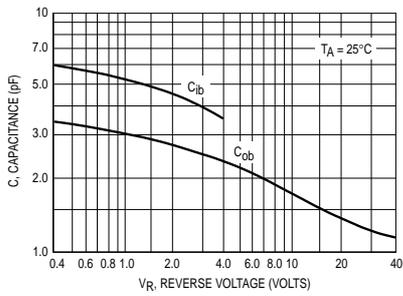


Figure 5. Capacitances

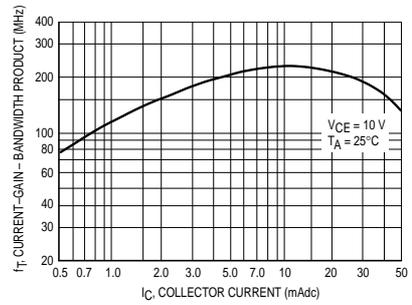


Figure 6. Current-Gain - Bandwidth Product

Figura 7.8: Hoja de características del BC546-BC548 (3 de 4)

BC546, B BC547, A, B, C BC548, A, B, C

BC547/BC548

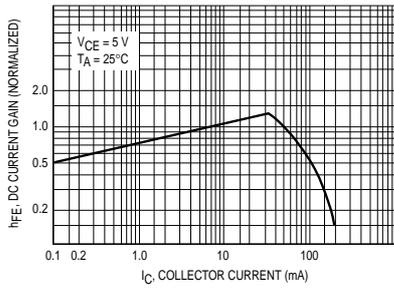


Figure 7. DC Current Gain

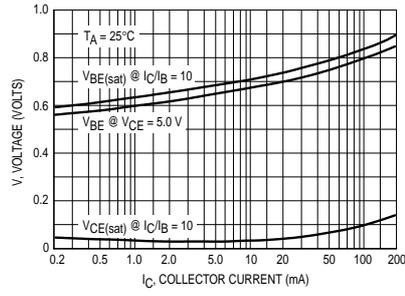


Figure 8. "On" Voltage

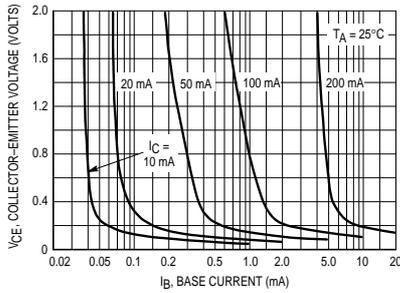


Figure 9. Collector Saturation Region

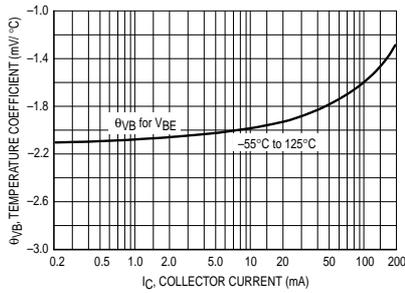


Figure 10. Base-Emitter Temperature Coefficient

BC546

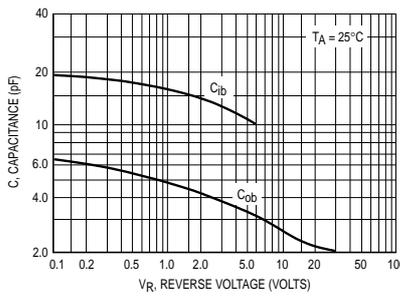


Figure 11. Capacitance

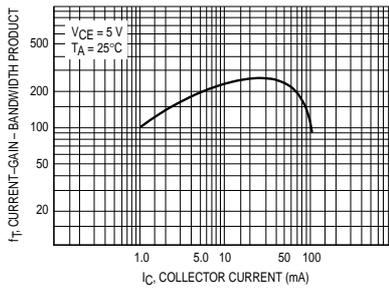


Figure 12. Current-Gain - Bandwidth Product

Figura 7.9: Hoja de características del BC546-BC548 (4 de 4)

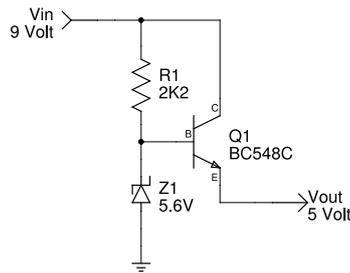


Figura 7.10: Regulador lineal con transistor bipolar y zener

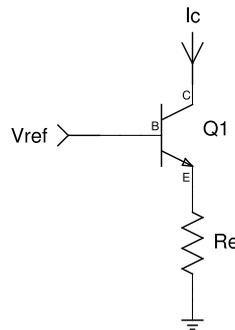


Figura 7.11: Fuente de corriente simple

El diodo Zener está polarizado con tan sólo 1,5 mA. Si la carga demandara 100 mA (máxima corriente de colector para el BC548), en el peor de los casos (con una h_{FE} de 420), la corriente de base sería de 240 μA , que es menos de seis veces más baja que la corriente de polarización del zener. De este modo hemos resuelto elegantemente una de las limitaciones más fuertes de los reguladores basados en diodo Zener, por el procedimiento de añadir un barato transistor¹¹. Esta configuración es extremadamente popular, y tiene unas prestaciones excelentes para numerosas aplicaciones.

La tensión de salida es (aproximadamente) igual a la del Zener menos $V_{BE} \sim 0,6 \text{ V}$, por tanto 5 Voltios.

Podemos preguntarnos cual es la tensión de *dropout* de este regulador. Podríamos decir que es igual a la tensión emisor colector-emisor de saturación, unos 0,2 Voltios típicos a 100 mA. Sin embargo, con esta diferencia de tensiones entre entrada y salida no se llegaría a polarizar la unión base emisor. Por tanto, la tensión mínima de caída para 100 mA de corriente de colector es de, aproximadamente

$$V_{dropout} = V_{BE} + V_{R1} = V_{BE} + \frac{I_C}{h_{FE}} R1 \sim 0,7 + 0,5 = 1,2 \text{ Volt}$$

7.2.2. Fuente de corriente

Veamos otro ejemplo: en la figura 7.11 se muestra el esquema de una fuente de corriente simple. Una fuente de corriente es un dispositivo que intenta mantener una corriente de salida constante con independencia de la carga que tenga que soportar, del mismo modo que una fuente de tensión intenta mantener una tensión de salida constante.

¹¹Siendo rigurosos, el BC548 no es una buena elección para este circuito, por las limitaciones de corriente de colector y de potencia disipada (0.4 W) que haría necesario un disipador. El BD139 sería una elección mucho más razonable.

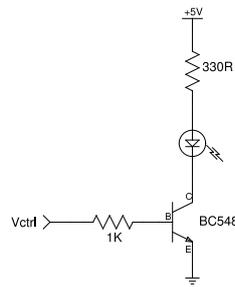


Figura 7.12: Ejemplo de un transistor para encendido de un LED

Podemos aproximar:

$$I_C \sim I_E = \frac{V_{ref} - V_{BE}}{R_E}$$

Podemos preguntarnos cuánto de buena es esta aproximación:

- la corriente de emisor y la de colector no son iguales, pero si la ganancia de corriente es grande (>20) el error es muy pequeño.
- Estamos asumiendo que V_{BE} es constante, pero depende de la temperatura y de la corriente de base.

Cuanto más grande sea V_{ref} comparado con V_{BE} , más estable será el circuito frente a variaciones de temperatura.

Existen fuentes de corriente algo más complejas que son mucho más independientes a variaciones de la temperatura, de la carga, de la tensión de colector, etc. Sin embargo la fuente mostrada en la figura 7.11 se usa con notable asiduidad por su simplicidad y efectividad.

7.2.3. Uso del transistor en conmutación

Hasta el momento hemos establecido las condiciones para que un transistor trabaje de manera lineal. Sin embargo, esta no es la única forma útil de usar un transistor¹², pues en ocasiones es muy útil hacerlo trabajar en dos extremos: en *saturación* y en *corte*.

- Saturación: la corriente de colector es tan alta, que la tensión colector-emisor se hace muy baja, alcanzando la tensión de saturación, por la cual la corriente no puede crecer ya más.
- Corte: la unión base-emisor no se polariza adecuadamente, y del mismo modo que sucede en un diodo, la corriente de base es *muy* baja, y por ende, la de colector.

En la figura 7.12 se muestra un ejemplo en el que se utiliza un transistor para el encendido de un LED, que necesita una corriente de control mucho más baja que la

¹²La mayor parte de las tecnologías empleadas en electrónica digital, aunque no todas, utilizan los transistores en conmutación.

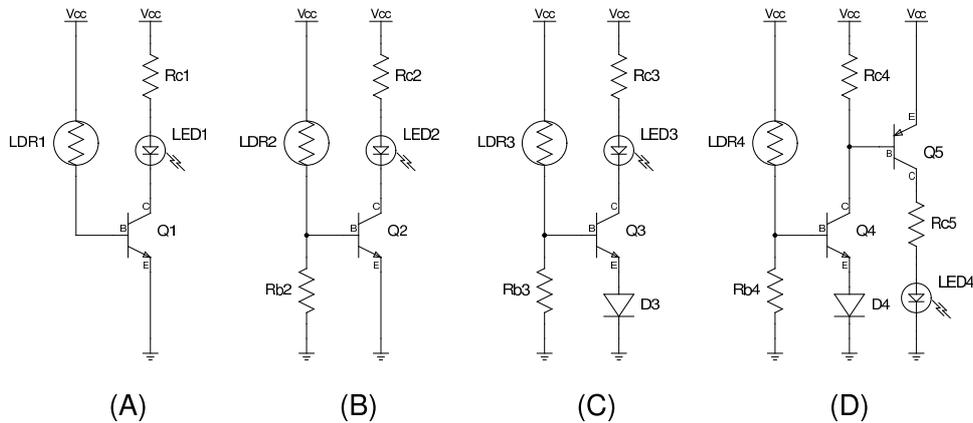


Figura 7.13: Ejemplos de uso del transistor en conmutación, como controlador de luz

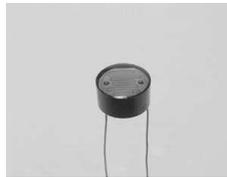


Figura 7.14: Célula fotoeléctrica (LDR)

del diodo luminoso¹³. Se trata de un circuito que tiende a dar un todo o nada pues pasar de 0,6 a 0,7 Voltios en la entrada de control permite pasar de un LED apagado a un estado muy brillante. Este circuito trabaja en saturación (V_{CE}) de aproximadamente 0,2 Voltios.

Circuitos como los mostrados son frecuentes en electrónica digital y en los mandos a distancia por infrarrojos (en cuyo caso el LED no es de un color visible, sino infrarrojo).

En la figura 7.13 se muestran varios ejemplos de uso de un transistor en conmutación, que utilizan una célula fotoeléctrica¹⁴ como sensor de luz (ver figura 7.14). Estos ejemplos usan un LED para mostrar el resultado de la conmutación, pero en su lugar se puede usar de igual modo una gran variedad de dispositivos (e.g. un relé para conmutar una farola, levantar una barrera, etc).

El ejemplo de la figura 7.13-A conecta la célula a la base del transistor. En oscuridad, la célula presenta una resistividad muy alta, por lo que la corriente de base es muy baja, y la de colector también lo es, no siendo suficiente para iluminar el LED. Conforme aumenta la luz incidente en la LDR, y dependiendo de la ganancia del transistor, se irá incrementando la corriente de colector, el LED luce con más y más intensidad. Al mismo tiempo, irá bajando la tensión de colector, hasta el momento en el que el transistor se satura y por más luz que incida en la célula la corriente que circula por el LED no crece. Este circuito tiene varias limitaciones: el ajuste es difícil, depende mucho de la ganancia del transistor y la conmutación es muy gradual.

En el ejemplo B, hacemos uso de un divisor resistivo, que permite un ajuste fino del punto de conmutación: conforme la luz aumenta, lo hace la tensión de base, y por

¹³En el oscilador de relajación utilizamos varias puertas en paralelo para no cargar el oscilador. La opción que se presenta es una alternativa, cuando no disponemos gratis de aquella opción.

¹⁴Una célula fotoeléctrica es un dispositivo cuya resistencia depende de la luz que incide en ella, por lo que también reciben el nombre de LDR, *Light Dependent Resistor*, resistencia dependiente de la luz. No confundir con una célula fotovoltaica que funciona como generador de corriente en presencia de luz.

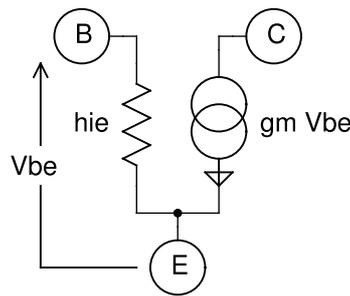


Figura 7.15: Modelo de baja señal del transistor NPN

ello la corriente lo hace de manera exponencial. A unos 0,5 V de tensión base-emisor la corriente de colector todavía es pequeña, pero a 0,6 V es lo suficientemente grande como para que el brillo del LED sea apreciable. Sin embargo, el circuito sigue siendo muy dependiente de la temperatura¹⁵, aunque notablemente menos de la ganancia de corriente. Por cierto que es muy fácil invertir la función de transferencia, sin más que alternar los componentes LDR2 y Rb2, lograremos que el LED se encienda en la oscuridad y se apague en presencia de luz.

La opción C permite transiciones más abruptas en el encendido del LED, ya que el diodo se polariza con la corriente de colector: es como si nos encontráramos con el producto de dos exponenciales¹⁶. Asimismo, sube la tensión de base para la conmutación, pues se necesitan $2V_{BE}$ para que el LED conduzca.

El ejemplo D permite obtener una función de transferencia todavía más abrupta al unir dos etapas con umbrales de conmutación bien definidos.

7.3. Modelo de baja señal

La figura 7.15 muestra un modelo de baja señal de un transistor bipolar NPN. Para un transistor PNP, basta invertir las tensiones y corrientes.

Entendemos por *modelo de baja señal* a una forma de modelar el transistor que es suficientemente adecuada cuando el transistor trabaja con señales de una amplitud tal que el transistor está polarizado lejos de la saturación o el corte. Es tanto más preciso cuanto más pequeñas sean las señales, y no es el único, aunque sí uno de los más utilizados. Este modelo está simplificado en el sentido de que no incluye consideraciones de ancho de banda del transistor (condensadores) y modela la fuente de corriente entre emisor y colector como una fuente ideal.

- La unión colector-emisor está modelado por una fuente de corriente, en la que el valor de la corriente de salida depende de la tensión base-emisor. El factor de correspondencia se denomina *transconductancia*¹⁷ y se representa por g_m .
- La unión base emisor se modela mediante una resistencia de valor fijo denominada h_{ie} .

¹⁵Debido a la dependencia de la función de transferencia de tensión a corriente de la unión B-E con la temperatura.

¹⁶Producto y no suma, ya que la unión base-emisor está gobernada por la corriente de base y el diodo por la corriente de emisor que depende exponencialmente de la tensión base emisor.

¹⁷La *conductancia* es el inverso de la *resistencia*. La *transconductancia* es una relación de transferencia de tensión a corriente, y tiene dimensiones del inverso de resistencia. La *transimpedancia* es una relación de transferencia de corriente a tensión, y tiene dimensiones de resistencia.

Los valores¹⁸ que toman estas constantes son bastante independientes de la tecnología de fabricación y son:

$$h_{ie} = \frac{KT}{q} \cdot \frac{1}{I_B} \quad (7.1)$$

$$g_m = \frac{1}{\frac{KT}{q}} \cdot I_C \quad (7.2)$$

donde:

- K es la constante de Boltzmann, que vale $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J} \cdot \text{K}^{-1}$
- T es la temperatura absoluta, y en condiciones normales se hacen cálculos a 300 °K (27°C)
- q es la carga del electrón, que vale $1,6 \cdot 10^{-19} \text{ A/s}$

Por tanto,

$$\frac{KT}{q} = V_T = 0,026 \text{ Volt} \quad (7.3)$$

$$g_m = \frac{I_C (\text{mA})}{25} \quad (7.4)$$

a una temperatura de 27 °C. Es importante saber que este parámetro varía con la temperatura.

Veamos un simple ejemplo para tener conciencia de los órdenes de magnitud en los que nos movemos. Si $I_c = 1 \text{ mA}$, $h_{FE} = 200$, entonces $h_{ie} = 5 \text{ K}\Omega$, $g_m = 0,026 \Omega^{-1} \sim \frac{1}{40\Omega}$.

Observemos que diferente es el modelo de pequeña señal de la definición inicial del transistor. Habíamos definido el transistor como un elemento que multiplica la corriente de base en el terminal de colector, y así lo confirma la gráfica superior izquierda de la figura 7.7. Asimismo, la corriente de base sigue una relación exponencial con la tensión base-emisor. Sin embargo, el modelo de pequeña señal del transistor establece una relación lineal entre la tensión base-emisor y la corriente de colector. No hay misterio alguno. Las primeras definiciones permiten un modelo en el que se producen grandes excursiones en las tensiones de base. El modelo de pequeña señal, es más adecuado para pequeñas variaciones.

7.4. Funcionamiento en pequeña señal

7.4.1. Ejemplo 1: Transistor en emisor común

Consideremos el ejemplo de la figura 7.16. Este amplificador utiliza una topología que se denomina *emisor común*, ya que el emisor es común a la entrada y la salida: es la referencia del circuito.

Hemos de analizar el circuito en varias etapas: primero la polarización y luego el análisis en baja señal. Por último, sería conveniente analizar los márgenes en los que el amplificador funcionará de manera lineal: su margen dinámico.

¹⁸Fijémonos que las corrientes se refieren a las de polarización, y que queda implícito que las corriente debida a la señal tiene un valor despreciable respecto a la de polarización. Por esto se habla de modelo de *baja señal*.

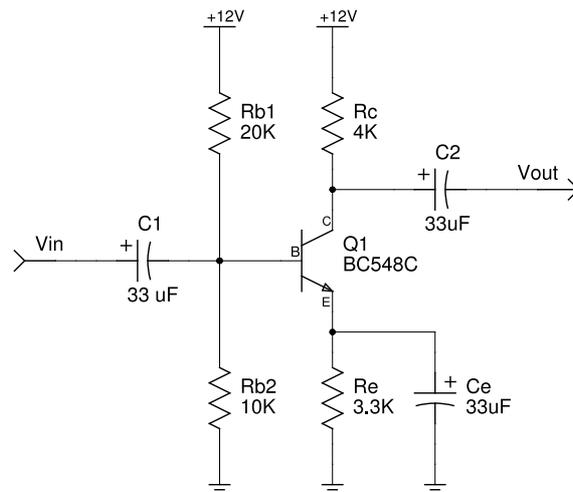


Figura 7.16: Amplificador con transistor en emisor común

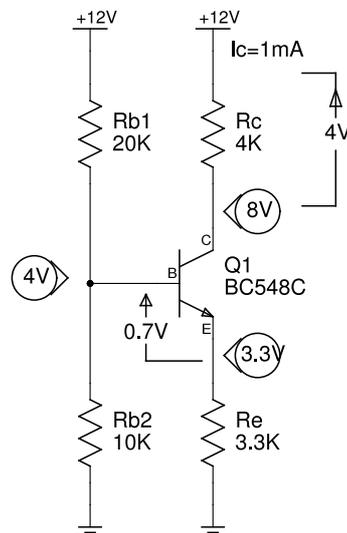


Figura 7.17: Polarización del circuito de emisor común

7.4.1.1. Polarización

Para el estudio de la polarización, debemos eliminar mentalmente los condensadores, ya que en continua no dejan pasar la corriente. Nos quedamos con un transistor y cuatro resistencias, aislado del mundo (ver figura 7.17). Las dos resistencias, denominadas R_{b1} y R_{b2} , forman un divisor resistivo que polarizan la base del transistor. Si su selección ha sido cuidadosa, el punto de polarización dependerá del valor de las mismas.

Una vez fijada la tensión de base, queda fijada la tensión de emisor ($V_E = V_B - V_{BE}$).

En nuestro caso concreto:

$$V_B = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot V_{CC} = 4 \text{ Volt}$$

$$V_E = V_B - V_{BE} = 3,3 \text{ Volt}$$

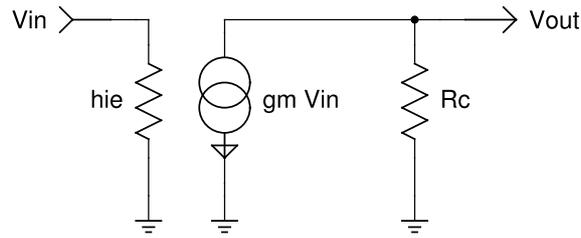


Figura 7.18: Modelo de baja señal del amplificador emisor común

Una vez conocida la tensión de emisor, sabemos la corriente de emisor, que es muy similar a la de colector:

$$I_C \sim I_E = \frac{V_E}{R_E} = 1 \text{ mA}$$

Por último, podemos calcular la tensión de colector:

$$V_C = V_{CC} - I_C \cdot R_C \sim 12 - 4 = 8 \text{ Volt}$$

Llegados a este punto deberíamos validar la hipótesis de partida: la polarización del transistor no afecta a la tensión del divisor resistivo. La corriente por la red de polarización es de $400 \mu\text{A}$. Si $h_{FE} > 400$, $I_B < 2,5 \mu\text{A}$. La aproximación es válida.

7.4.1.2. Análisis de pequeña señal

El condensador del emisor (C_e) tiene un valor tan grande, que su valor es despreciable¹⁹ pues vale $-j \cdot 250 \Omega$ a 20 Hz. Más adelante veremos el efecto que se produce a más baja frecuencia, cuando no puede ser despreciada. En la banda de audio podemos pues considerar que el emisor está a masa.

Sustituimos el transistor por su modelo de baja señal (ver figura 7.18). El efecto de la baja impedancia de la fuente de alimentación hace que, desde el punto de vista de la baja señal, alimentación y masa están cortocircuitadas: esto es precisamente lo que logran los condensadores de desacoplo (que no se han dibujado). La red de polarización puede ser asimismo eliminada: sólo incluye una resistencia de alto valor entre la entrada y masa, despreciable frente a h_{ie} .

$$V_{out} = -g_m \cdot V_{in} \cdot R_C = -\frac{q}{KT} \cdot I_C \cdot R_C \cdot V_{in} \sim -40 \cdot V_{RE} \cdot V_{in}$$

En nuestro caso concreto, esto arrojaría una ganancia en tensión de aproximadamente -160. La ganancia negativa indica que se produce inversión de la señal: cuando la entrada sube, la salida baja y viceversa.

Se observa que la ganancia en baja señal del seguidor de emisor es proporcional a la caída de tensión de polarización en la resistencia de colector.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} \sim -40 \cdot V_{RE}$$

¹⁹El criterio de comparación es con la h_{ie} del transistor. Para poder considerar que el emisor está a masa, su valor debe ser diez veces inferior a la h_{ie} , aunque el error cometido con un valor de cinco veces es comunmente aceptable.

Podríamos decir que se trata de una casualidad. Más aún, es una de las principales desventajas del circuito: su ganancia depende de la polarización. Al variar la tensión de alimentación (e.g. por desgaste de las pilas o rizado en la alimentación) los parámetros del circuito se ven afectados.

7.4.1.3. Análisis del margen dinámico

Queremos ver cuales son las excursiones máximas de tensión que podemos obtener a la salida del circuito. Para ello, analizaremos la tensión máxima y mínima que puede alcanzar el colector del transistor.

La tensión más baja que se puede obtener a la salida se obtiene cuando el transistor entrega corriente máxima: está saturado. Es decir:

$$V_{CC} = I_C \cdot R_C + V_{CEsat} + I_E \cdot R_E \sim I_C (R_C + R_E) + 0,2$$

En nuestro caso esto produce una corriente de colector de 1,6 mA, y una tensión de colector de 5,4 Volt.

El otro límite -a tensión más alta- se alcanza si la corriente de colector llega a ser nula, llegando la tensión de salida a ser igual a la de alimentación: 12V, pero nunca más alta.

Resumiendo: podemos obtener tensiones 4 Voltios por encima de la de polarización y unos 2,6 V por debajo. Por ello decimos que el margen dinámico es de 2,6 Voltios de pico. Sinusoides con amplitudes más altas sufrirán el recorte de sus crestas inferiores (ver figura 10.1, ejemplo de señal recortada en una cresta.).

7.4.2. Ejemplo 2: Transistor en emisor común con resistencia de emisor

El esquema del amplificador en emisor común con resistencia de emisor se muestra en la figura 7.19. Es similar al circuito con emisor común, pero ahora se elimina el condensador de emisor que ponía a masa el emisor del transistor (C_E). La polarización del transistor no cambia, como tampoco lo hace el margen dinámico. Cambia el modelo de baja señal, y lo hace mucho, como veremos inmediatamente.

7.4.2.1. Modelo de baja señal

En la figura 7.20 se muestra el modelo de baja señal del amplificador. Vamos a plantear las ecuaciones que lo definen:

$$v_{in} = v_{be} + (i_b + g_m \cdot v_{be}) \cdot R_E \quad (7.5)$$

$$v_{out} = -R_C \cdot g_m \cdot v_{be} \quad (7.6)$$

La primera de las ecuaciones admite un mayor desarrollo:

$$v_{in} = v_{be} + \left(\frac{v_{be}}{h_{ie}} + g_m \cdot v_{be} \right) \cdot R_E \quad (7.7)$$

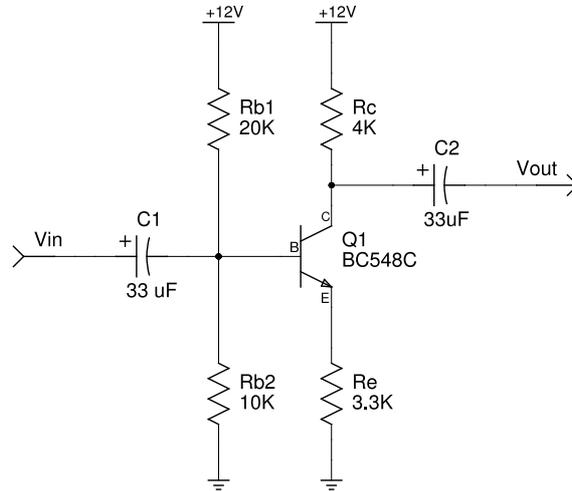


Figura 7.19: Esquema del amplificador en emisor común

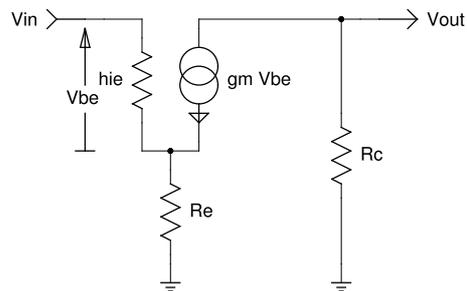


Figura 7.20: Modelo de baja señal del transistor en emisor común con resistencia de emisor

$$v_{in} = v_{be} \cdot \left[1 + \left(\frac{1}{h_{ie}} + g_m \right) \cdot R_E \right] \quad (7.8)$$

Uniendo las dos ecuaciones, resulta:

$$G = \frac{v_{out}}{v_{in}} = - \frac{g_m \cdot R_C}{1 + \left(\frac{1}{h_{ie}} + g_m \right) \cdot R_E} \quad (7.9)$$

Esta última fórmula admite dos aproximaciones:

La primera aproximación es muy precisa en prácticamente cualquier situación real, ya que $h_{fe} \gg 1$:

$$\frac{1}{h_{ie}} + g_m = \frac{I_B}{K T} + \frac{I_C}{K T} = \frac{I_C}{K T} \left(\frac{1}{h_{fe}} + 1 \right) \sim \frac{I_C}{K T} = g_m \quad (7.10)$$

Esto es:

$$\frac{1}{h_{ie}} + g_m \sim g_m \quad (7.11)$$

Queda entonces:

$$G \sim - \frac{g_m \cdot R_C}{1 + g_m \cdot R_E} \quad (7.12)$$

La segunda aproximación se verifica si la caída de tensión en la resistencia de emisor es *alta*, entonces podemos aproximar:

$$1 + g_m \cdot R_E \gg g_m \cdot R_E \quad (7.13)$$

Esto es así si:

$$g_m \cdot R_E = \frac{I_C}{K T} = 40 \cdot R_E \gg 1 \Rightarrow V_{RE} > 0,25 V \quad (7.14)$$

Si se cumple esta condición, entonces resulta una sencilla expresión:

$$G = - \frac{R_C}{R_E} \quad (7.15)$$

La ganancia depende sólo del cociente de dos resistencias, lo que es altamente deseable. En el ejemplo que nos ocupa, la ganancia que resulta de la aplicación de la fórmula completa es:

$$G = -1,20$$

Cómo se cumple la condición de caída en resistencia de emisor alta, podemos usar la fórmula aproximada, que arroja un resultado de:

$$G = -1,21$$

Pudiera pensarse que el uso de las aproximaciones son cosas del pasado y que en la era de los ordenadores han dejado de tener sentido, pero tienen la enorme ventaja de poder estimar en un golpe de vista la ganancia de circuitos y las relaciones que determinan parámetros básicos.

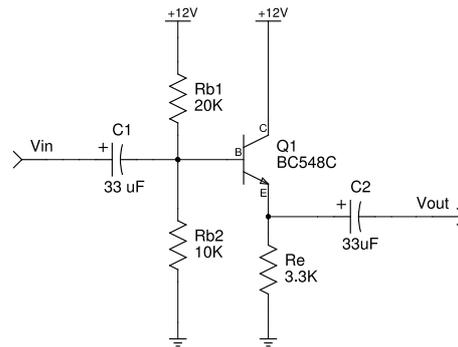


Figura 7.21: Esquema de un seguidor de emisor

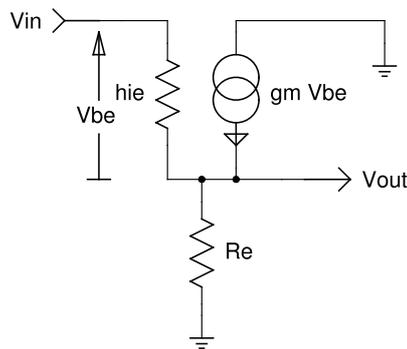


Figura 7.22: Modelo de baja señal del seguidor de emisor

7.4.3. Ejemplo 3: Seguidor de emisor

El esquema del seguidor de emisor se muestra en la figura 7.21. Por primera vez, el circuito tiene salida por emisor (en vez de colector). Por esta razón ha desaparecido la resistencia de colector. Se podría poner, pero su único efecto sería el de reducir el margen dinámico del circuito (y su ancho de banda), pero este asunto está fuera del alcance del libro.

7.4.3.1. Modelo de baja señal

En la figura 7.22 se muestra el modelo de baja señal de circuito. Cómo no incorpora ninguna sorpresa, vamos a plantear las ecuaciones que lo definen:

$$v_{out} = (i_b + i_c) \cdot R_E \quad (7.16)$$

$$v_{out} = R_E \cdot \left[\frac{v_{in} - v_{out}}{h_{ie}} + g_m \cdot (v_{in} - v_{out}) \right] \quad (7.17)$$

Despejando, queda:

$$G = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{\frac{1}{h_{ie}} + g_m}{\frac{1}{h_{ie}} + g_m + \frac{1}{R_E}} \quad (7.18)$$

Esta ecuación es como un pequeño monstruo. Podemos hacer dos aproximaciones, que son las mismas del circuito de emisor común con resistencia de emisor:

La primera de ellas ya la conocemos, y es muy precisa en prácticamente cualquier situación real, ya que $h_{fe} \gg 1$:

$$\frac{1}{h_{ie}} + g_m \sim g_m \quad (7.19)$$

La segunda aproximación, se suele lograr con mayor asiduidad que el circuito de emisor común en virtud de que es común polarizar el transistor de modo que $V_E > V_{BE} \sim 0,6 V$ para lograr una buena estabilidad en temperatura²⁰.

El resultado de las aproximaciones previas resulta extremadamente sencillo:

$$G \sim 1 \quad (7.20)$$

Se trata de un circuito sin ganancia, pero no por ello poco útil, ya que presenta una impedancia de entrada muy alta y de salida muy baja. Se usa mucho como etapa separadora.

Podemos preguntarnos cuánto de buena es la aproximación. Si usamos la fórmula exacta con el circuito de la figura 7.21, y una $h_{fe} = 200$, la ganancia resultante es de $G=0,993$, lo que supone un 0,7% de error.

7.5. Ejemplo práctico: amplificador para micrófono

Hemos visto que el condensador de emisor tiene un efecto muy considerable sobre la ganancia, pasando esta de 160 a 1,2 por el simple hecho de ponerlo. ¿No podríamos quedarnos con una situación intermedia?. Tengamos a demás en cuenta que si deseamos valores intermedios, con las arquitecturas previas tendríamos que modificar la polarización, lo que afectaría gravemente al margen dinámico. Afortunadamente hay una respuesta, a modo de decisión salomónica. La resistencia de emisor se parte en dos, una de las cuales se desacopla y la otra no. La polarización queda inalterada, pero la ganancia puede variar entre los dos márgenes anteriormente analizados, dependiendo de la relación entre resistencias desacopladas.

Vamos a poner un ejemplo real: un amplificador de micrófono, con una ganancia deseada de 30. De este modo, con una señal de 3 mV podemos obtener una señal de 100 mV que es el nivel estándar de línea. Su esquema es el que aparece en la figura 7.23. Un circuito como este puede ser usado para amplificar la señal de micro de un PC. Es muy común que los micrófonos de bajo coste que se venden con muchos ordenadores multimedia sean de ínfima calidad y entreguen una señal muy baja a la tarjeta de sonido. Este circuito puede ayudar a paliar la situación. Pero antes de ver el circuito, detengámonos un instante con los micrófonos.

7.5.1. Micrófonos

Un micrófono es un elemento que convierte variaciones de presión del aire en señales eléctricas. Dicho de una forma más llana, el sonido en electricidad.

Actualmente se usan fundamentalmente dos tipos de micrófono:

²⁰Esta aproximación pierde exactitud en circuitos que trabajan con tensiones de alimentación muy bajas en las que es obligado polarizar el emisor a baja tensión.

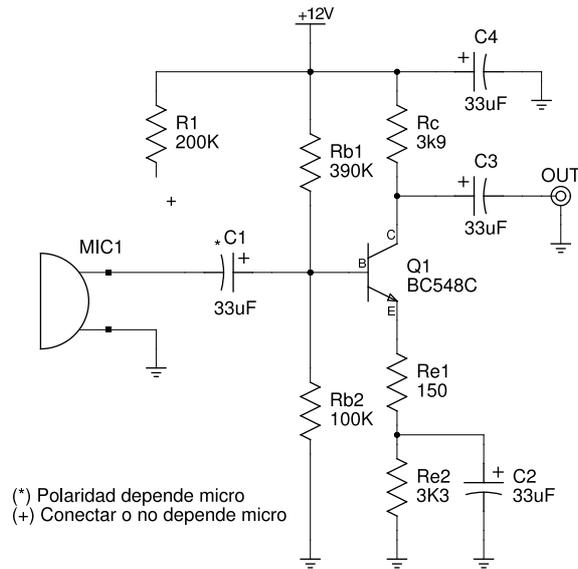


Figura 7.23: Amplificador de micrófono

- **Micrófonos Dinámicos:** Funcionan de manera muy similar a un altavoz, pero al revés. Un imán permanente crea un intenso campo magnético en una zona en la que se encuentra un carrete de hilo, unido a una membrana que vibra con el sonido. Este movimiento se convierte en una tensión por virtud de la ley de Faraday.

Este tipo de micrófonos generan bajas tensiones con impedancias relativamente bajas²¹. Presenta un buen margen dinámico y una respuesta en frecuencia que puede cubrir toda la banda audible en diseños muy cuidadosos.
- **Micrófonos de condensador,** también llamados *electret*. Se basan en que las ondas sonoras mueven una de las láminas de un condensador que, cuando está cargado a una determinada tensión, provoca variaciones de corriente. Estas variaciones son tan leves que requieren un amplificador situado junto al micrófono. Por ello, estos micrófonos requieren una fuente de tensión para poder funcionar.

El nivel que entregan es notablemente más alto que el de los dinámicos²², así como es mejor la respuesta en frecuencia, sufriendo algo el margen dinámico. Requieren impedancias de carga algo más altas.

Caigamos en la cuenta de que ambos tipos de micrófono requieren un condensador de acoplo con el amplificador.

- El dinámico porque siendo un simple rollo de hilo, en continua es prácticamente un cortocircuito, que de conectarse directamente al amplificador desbarataría la polarización. En nuestro circuito, no montaríamos la resistencia R1 y el condensador C1 tendría la polaridad mostrada
- El de condensador porque la necesidad de la polarización del condensador y el amplificador interno exige el aplicar tensiones externas que de otro modo interferirían con las de polarización. Se hace uso de R1, que tal vez esté conectada a una referencia de tensión de otro valor, y la polaridad de C1 normalmente será como la mostrada (dependiendo de los requisitos del modelo usado en cuestión).

²¹Un modelo concreto entrega -75 dB (V/ μ bar) a 1 kHz y 150 Ω de impedancia de carga

²²Un ejemplo de un modelo real: -60 dB (V/ μ bar) a 1 kHz y 1 k Ω de impedancia de carga

Para las pruebas del circuito, podemos usar un pequeño altavoz usado como micrófono dinámico. No tiene demasiada sensibilidad, pero siempre es fácil de conseguir uno al canibalizar un receptor de radio que no funcione.

7.5.2. Análisis del circuito

Procedamos a analizar el circuito. En primer lugar calculamos la polarización.

La tensión de base es de 4 Voltios fijados por el divisor resistivo. Más tarde debemos comprobar que la hipótesis de que la corriente de base es despreciable. En consecuencia, la tensión en emisor es de 3,4 Voltios, con lo que la corriente de emisor es de 1 mA. Como la ganancia del transistor es 400 mínimo, la corriente de base será de 2,5 μ A como máximo, lo que confirma la hipótesis de partida²³. Conocida la corriente de colector, es posible calcular la tensión de colector, que es igual a la de alimentación menos la caída en R_C (de 3,9 V), resultando por tanto 8,1 Voltios.

Si usáramos la fórmula simplificada para calcular la ganancia del circuito, obtendríamos un valor estimado de 26. Sin embargo, utilizando la fórmula más precisa, el resultado es de 22. Usar la fórmula aproximada produce un error demasiado grande (20%). Esto se debe a que la caída de tensión en la resistencia de emisor (0,15 Volt) no es *mucho* más grande que V_T , que es de 0,025 Volt, y la aproximación pierde precisión.

Veamos el margen dinámico: la tensión más alta que el circuito puede dar a la salida es igual a la tensión de alimentación, cuando la corriente de colector es nula. La tensión mínima se da cuando la corriente de colector es tan grande que sólo deja V_{CEsat} en el transistor:

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{R_C + R_{E1} + R_{E2}}$$

Resulta pues una tensión mínima de 5,6 Volt. Como la tensión de reposo de salida es de 8,1 Volt, podemos tener excursiones sin distorsión positivas de 3,9 Volt y negativas de 2,5 Volt, resultando un margen dinámico del valor mínimo de las dos anteriores: 2,5 Volt.

Podemos preguntarnos cuál es la impedancia de entrada y de salida, para poder conocer la respuesta en frecuencia del circuito. No es difícil de calcular a partir del modelo de baja señal del transistor. En la tabla 7.1 podemos ver una tabla resumen.

- La impedancia de entrada de la etapa es la de la red resistiva de polarización en paralelo con aproximadamente, la resistencia de emisor R_{E1} multiplicado por la ganancia de corriente h_{fe} . Resulta un valor cercano a 37 K Ω . Se trata de un valor alto, y en ciertas circunstancias (cables de entrada largos) puede llegar a ser una fuente de problemas.
- La impedancia de salida es muy parecida a la resistencia de colector, ya que el transistor sale en corriente, con una impedancia muy alta. Por tanto es de 3,9 K Ω .

Los tres condensadores del circuito limitan la respuesta a las bajas frecuencias. Suponiendo que la circuitería externa no introduce limitaciones adicionales²⁴, podemos calcular las frecuencias de corte:

²³La hipótesis no era muy arriesgada, ya que como el diseño lo ha hecho el autor, se ha tomado buen cuidado de que la corriente de base sea despreciable.

²⁴Por ejemplo si la resistencia de carga del circuito fuera de 1K, se producirían dos efectos indeseables: la tensión de salida caería notablemente, y la respuesta en frecuencia también se reduciría.

- Entrada: El condensador está en serie con la impedancia de entrada ($37\text{ K}\Omega$). Resulta de $0,13\text{ Hz}$.
- Salida: El condensador está en serie con la impedancia de salida ($3,9\text{ K}\Omega$). Resulta de $1,2\text{ Hz}$
- Desacoplo de emisor: su efecto es algo más complejo. Su efecto es notable cuando la impedancia es igual a la resistencia con la que está en serie: $130\ \Omega$. La frecuencia de corte es pues de 37 Hz .

Cómo podemos ver el efecto del desacoplo de R_E es el dominante.

Y podríamos preguntarnos qué pasa a frecuencias por debajo de 37 Hz . Pues no es difícil de imaginar: ya no podemos asumir que la resistencia R_{E2} sea nula. Esto significa que la ganancia en tensión dependerá del cociente de R_C a $R_{E1} + R_{E2}$, y por tanto cercana a la unidad a bajas frecuencias..

Claro, que también podríamos preguntarnos qué pasa a altas frecuencias, o lo que es lo mismo, cuál es el ancho de banda del circuito. Y haríamos muy bien, porque nunca hemos abordado esta circunstancia. El modelo de baja señal del transistor que hemos presentado en la figura 7.15 es un modelo simplificado. Si se quiere calcular las respuestas a alta frecuencia, se han de añadir un par de condensadores, uno entre base y emisor y otro entre base y colector. Este último condensador suele ser el que limita la respuesta en frecuencia en circuitos como el presentado. Basta decir que el ancho de banda será inversamente proporcional a la ganancia. En el ejemplo mostrado, el prototipo ha resultado tener un ancho de banda superior a 100 kHz , que es lo que ha podido medirse con la instrumentación usada.

7.5.3. Pasos usados para la síntesis

Imaginemos que partimos de un valor deseado de la ganancia G . El proceso de diseño se ha realizado en el siguiente orden.

1. Asignación de las tensiones de colector tratando de maximizar el margen dinámico
2. Cálculo de las tensiones de polarización de base, y las correspondientes resistencias
3. Asignación de la corriente de colector con el criterio del ancho de banda requerido, consumo, y otras consideraciones. El valor de 1 mA es un punto de partida razonable.
4. Cálculo de la resistencia de colector R_C
5. Cálculo de la resistencia de emisor $R_{E1} = \frac{R_C}{G}$
6. Cálculo de resistencia de emisor desacoplada: $R_{E1} = \frac{V_E}{I_E} - R_{E1}$
7. Cálculo de los condensadores atendiendo a ancho de banda y uso de valores típicos (es mejor que todos sean del mismo valor)
8. Cálculo y comprobación de las impedancias de entrada y salida
9. Revisión completa y posibles reajustes.

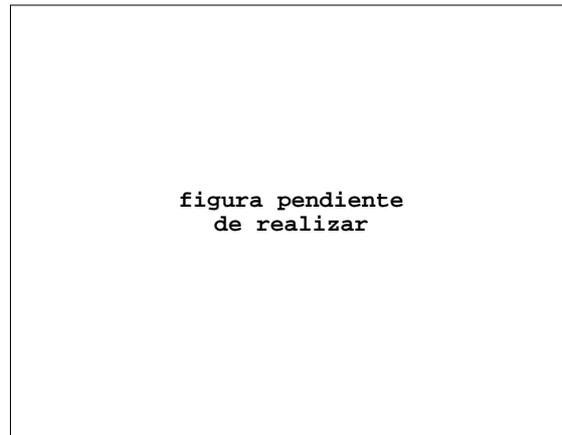


Figura 7.24: Guia de montaje del amplificador de micro

7.5.4. Prototipado

Para un prototipado, bien puede hacerse un montaje en araña sobre una placa de circuito impreso que previamente se ha dividido en dos mediante una cuchilla. Una de las islas se usará para la masa, y la otra para la alimentación. Esto dará gran consistencia mecánica al circuito. Ver la figura 7.24.

7.5.5. Otros aspectos

El coste de los componentes usados para el circuito es de aproximadamente 0,3 Euros.

El consumo de corriente es de aproximadamente 1mA. Este aspecto es muy importante cuando hablamos de sistemas alimentados a pilas o baterías. Si este punto fuera importante, se podría rediseñar el circuito para reducir la potencia consumida.

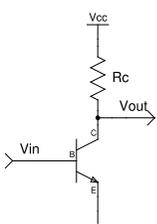
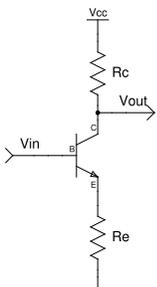
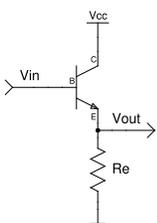
7.6. Resumen del capítulo

A continuación se indican algunas de las cosas más importantes aprendidas en el capítulo en relación a los transistores bipolares:

- El transistor tiene tres terminales llamados: base, emisor y colector.
- Existen dos tipos de transistores complementarios llamados PNP y NPN. Son complementarios en el sentido de las corrientes y tensiones.
- El transistor es un componente que hace circular entre emisor y colector una corriente proporcional y mucho más alta a la que circula entre base y colector. Cómo tiene la capacidad de multiplicar la corriente se denomina circuito *activo*.
- Todo circuito con semiconductores debe ser *polarizado*, y por tanto trabaja en torno a un cierto *punto de trabajo*. Este punto de trabajo es el de las tensiones que podrían medirse en todos los puntos de un circuito.
- Los circuitos basados en transistores se estudian en dos etapas:

- Polarización: donde se estudian corrientes y tensiones en ausencia de señal
 - Pequeña señal: donde se estudian las *variaciones* de tensión y corriente debidas a la señal.
- Las condiciones para una correcta polarización del transistor son:
 - Polarizar la unión base-emisor como un diodo (aprox 0,6 V en directa, con poca variación)
 - La tensión colector-emisor debe ser superior a la V_{CEsat} , que es aproximadamente de 0,2 Volt. La tensión de colector queda impuesta por la carga mientras se verifica esta condición.
 - Los circuitos en emisor común presentan una elevada ganancia y una resistencia de entrada baja. Es un circuito inversor.
 - Los circuitos en emisor común con resistencia de emisor permiten reducir la ganancia haciéndola depender de un cociente de resistencias, y eleva la resistencia de entrada. Es un circuito inversor.
 - Los circuitos seguidores de emisor entregan a su salida una señal prácticamente igual a la de la entrada, presentando una elevada impedancia de entrada y baja de salida. Se usan para no cargar un circuito, como etapa *separadora*.
 - El modelo de *pequeña señal* del transistor consta de una resistencia de base a emisor y una fuente de corriente proporcional a la tensión base emisor (transconductancia).
 - La respuesta en frecuencia de un circuito como los mostrados es paso banda, estando limitada en baja frecuencia por los circuitos de acoplo y desacoplo de emisor donde aplique y por las capacidades parásitas del transistor en alta frecuencia.
 - Los micrófonos dinámicos sobresalen por un margen dinámico grande y baja impedancia. Los de condensador por su sensibilidad y respuesta en frecuencia.

Sigue la tabla 7.1 con un resumen de las configuraciones estudiadas:

Nombre	Esquema	Ganancia tensión	Resist. entrada	Resist. salida
Emisor común		$G = -g_m \cdot R_C = -40 \cdot V_{RC}$	$R_{in} \sim h_{ie}$	$R_{Cout} \sim R_c$
Emisor común con R_E		$G \sim -\frac{g_m \cdot R_C}{1 + g_m \cdot R_E} \sim -\frac{R_C}{R_E}$	$R_{in} = h_{ie} + R_E \cdot h_{FE}$	$R_{out} \sim R_C$
Seguidor de emisor		$G \sim \frac{g_m \cdot R_E}{1 + g_m \cdot R_E} \sim 1$	$R_{in} = h_{ie} + R_E \cdot h_{FE}$	$R_o = \frac{h_{ie}}{h_{FE}} // R_E \sim \frac{h_{ie}}{h_{FE}}$

Cuadro 7.1: Resumen configuraciones transistor estudiadas

Capítulo 8

Realimentación

8.1. Introducción histórica

El descubrimiento de la realimentación negativa usada en el campo de la electrónica es uno de estos inventos que cambian el mundo. Se le ocurrió a un tipo llamado HAROLD BLACK en 1927 mientras estaba montado en el ferry que le conducía a su trabajo en Nueva York. Cómo no tenía papel a mano, escribió las ecuaciones y los esquemas en una hoja del New York Times, que ha quedado para la posteridad. Esta idea vino a su mente cuando ya llevaba ¡cuatro años! trabajando en el problema de cómo reducir la distorsión en los amplificadores usados para amplificar las señales telefónicas.

El estudio riguroso de los sistemas realimentados no es trivial, y requiere un aparato matemático que queda fuera del ámbito de este libro. Esto no nos va a impedir hacer una primera aproximación al problema de una forma intuitiva, que nos será útil más adelante.

8.2. Qué es la realimentación negativa

Un ciclista montado en una bicicleta forma un sistemas realimentado negativamente. Al tomar una curva ajusta el manillar según ve que se sale de la curva o entra demasiado. De este modo se puede girar una curva a (casi) cualquier velocidad e inclinación del firme. Se trata de un sistema realimentado que sigue un trayecto.

La realimentación negativa en la electrónica consiste en comparar la señal de salida del sistema con la señal deseada, de modo que si son distintas, la realimentación tiende a corregir la salida obtenida. Igual que el ciclista que ve que se sale de la curva y corrige el rumbo según entre o salga de la curva.

Al hablar de realimentación se habla a veces de retroalimentación, que es una palabra horrible. Otras veces se utiliza el anglicismo *feedback*, que es una palabra con encanto, pero no es tan contundente ni tan larga como la nuestra.

En los próximos apartados vamos a estudiar el efecto de la realimentación negativa¹ en la ganancia, en la respuesta en frecuencia, de que modo mejora la linealidad, y un resumen de otras ventajas. En un apartado posterior, trataremos de lidiar con un

¹Que llamaremos simplemente realimentación, porque resulta obvio del tipo que es.

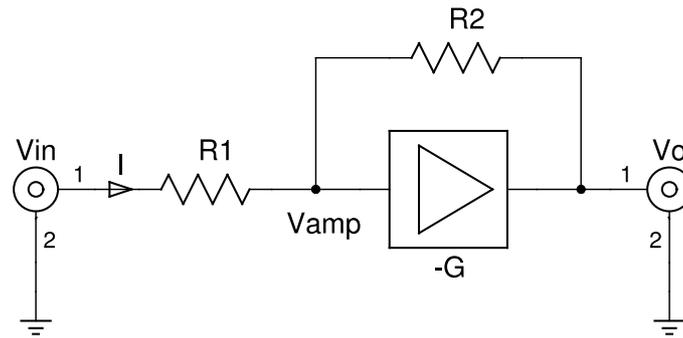


Figura 8.1: Amplificador realimentado

problema: el de la estabilidad de los sistemas realimentados. Acto seguido, después de todo lo que hemos aprendido, haremos una definición más formal de lo que es la realimentación negativa, para terminar con una visión de la *otra* realimentación: la positiva. Y para terminar con buen sabor de boca, propondremos un montaje: un versátil oscilador.

8.3. Efectos sobre la ganancia

8.3.1. Análisis detallado

Consideremos el circuito de la figura 8.1. En ella se muestra un amplificador de tensión con una ganancia² de valor $-G$, alrededor del cual se han puesto dos resistencias, astutamente colocadas. El circuito tiene una entrada y una salida: no desvelamos el desenlace por decir que se trata de nuevo de un amplificador.

En la figura no se muestra la alimentación del amplificador. Es natural que los esquemas oculten este tipo de detalles para no dispersar nuestra atención, pero recordemos que siempre se necesita una alimentación.

Vamos a calcular la relación que hay entre la tensión de entrada (V_{in}) y la tensión de salida (V_o).

Para simplificar, supongamos que el amplificador no requiere ninguna corriente de entrada. Entonces, toda la corriente (I) que entra por R_1 debe salir por R_2 . Resulta pues:

$$I = \frac{V_{in} - V_{amp}}{R_1} = \frac{V_{amp} - V_o}{R_2}$$

$$V_o = -G \cdot V_{amp}$$

Tras varias transformaciones, despejando V_{amp} , que no lo queremos para nada, nos queda:

$$V_o = -V_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{G} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} \quad (8.1)$$

²Recordamos que la ganancia en tensión se define como la relación entre la tensión de salida y la entrada. El amplificador es inversor, de modo que si ponemos una tensión positiva a la entrada, nos dará una tensión positiva a la salida. Esta ganancia se denomina *ganancia en lazo abierto*, porque es la que tiene el amplificador antes de ser realimentado (antes de *cerrar* el lazo).

Esta fórmula es terriblemente complicada. No nos gustan las cosas complicadas, porque son para gente complicada o con una memoria de elefante. Veamos lo que pasa si G es muy grande: la fórmula se simplifica enormemente:

$$V_o \sim -V_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

Nos encontramos con que la ganancia del nuevo amplificador ya no depende de la ganancia del amplificador original, sino de la relación entre dos resistencias. ¿Es esto útil?. Mucho, muchísimo, y por varias razones:

- Construir un amplificador de ganancia *muy* grande es sencillo, especialmente si admitimos tolerancias grandes (e.g. entre 100.000 y 1.000.000).
- Incluso puede suceder que la ganancia no sea constante con la amplitud y la frecuencia, pero mientras la aproximación sea siendo válida, la ganancia resultante es constante

Este último punto es tan importante, que tenemos que seguir estudiándolo. Además, las razones previas, no son las únicas. Hay muchas otras que veremos más adelante.

Debemos preguntarnos: la aproximación previa -lo de que la ganancia en lazo abierto es muy grande- ¿cuánto de grande es *muy* grande?. O dicho de un modo más formal, ¿en qué condiciones es válida la aproximación?. Pues es válida si:

$$\frac{1}{G} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \ll 1 \quad (8.2)$$

lo que es lo mismo que decir que

$$G \gg \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \Rightarrow G \gg \frac{R_2}{R_1} \quad (8.3)$$

Es decir, si la ganancia del amplificador es mucho mayor³ que la ganancia que debemos obtener. A la primera se denomina *ganancia en lazo abierto* y a la segunda, *ganancia en lazo cerrado*.

Recapitemos lo que hemos visto, porque es muy importante:

Partimos de un amplificador inversor, de elevada ganancia. Colocando asimismo unas resistencias alrededor suyo, logramos que la ganancia del amplificador realimentado dependa solamente de la relación entre los valores de las resistencias, y no del propio amplificador, siempre y cuando la ganancia del sistema realimentado sea mucho menor que la del sistema sin realimentar.

³Diez veces más grande, ¿recuerdas?

8.3.2. Una visión simplificada: principio de tierra virtual

El hecho de que la ganancia en lazo abierto del amplificador sea muy grande, hace que la tensión a su entrada sea muy pequeña, despreciable. Si no fuera *muy pequeña*, entonces, al ser multiplicada por una ganancia enorme, la tensión de salida sería *muy grande*, y esto no es posible, salvo que sea el resultado de una ganancia en lazo cerrado *muy grande*, y entonces no se cumpliría la hipótesis de partida.

Que la tensión de entrada del amplificador tenga un valor muy pequeño es un punto muy importante que se denomina *principio de tierra virtual*: podemos decir que, a todos los efectos, la entrada del amplificador está a masa, tiene una tensión nula.

Reparemos en el hecho de que el circuito realimentado forma un divisor resistivo entre la entrada y la salida del circuito, de modo que la tensión intermedia es la que se usa como entrada del amplificador de gran ganancia. Es el propio amplificador el que se encarga de mantener este punto a masa, o lo que es lo mismo, que se verifique la relación de ganancia en lazo abierto. Si la tensión de salida no quisiera seguir la relación prevista por la red de realimentación (por ejemplo, por variaciones de la carga, o por no linealidades del amplificador), la tensión a la entrada del amplificador se separaría de tierra y la elevada ganancia compensaría el efecto.

Vamos a analizar el circuito partiendo del principio de tierra virtual. La tensión de entrada hace circular una determinada corriente por la resistencia R_1 . Cómo esta corriente no entra en el amplificador, para que se cumpla la ley de Kirchoff, el amplificador tiene que mover la salida para que la misma corriente que entra, atraviese R_2 .

$$I = \frac{V_{in}}{R_1} = -\frac{V_o}{R_2} \Rightarrow V_o = -V_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

Obtenemos la misma fórmula simplificada de antes. Esto es así porque hemos usado una simplificación: el principio de tierra virtual. Mientras la ganancia de la etapa amplificadora es grande, se las ingenia para verificar la fórmula.

Otro punto que tenemos que indicar es que la ganancia de un sistema realimentado negativamente nunca será más grande que la del sistema en lazo abierto. Es fácil de demostrar a partir de las fórmulas anteriores.

8.3.3. Amplificadores operacionales

El curioso lector se estará ya preguntando de dónde sacar un amplificador de elevadísima ganancia. Si deseamos construir amplificadores de ganancia modesta, podemos usar circuitos basados en transistores discretos de una o varias etapas.

Pero para otras aplicaciones, se inventó el concepto de *amplificador operacional*. Su curioso nombre deriva del hecho de que se idearon para ser el elemento central de los calculadores analógicos que usaban las baterías antiaéreas en la Segunda Guerra Mundial. Este invento, asociado con el descubrimiento del radar permitió la construcción de pequeños cañones antiaéreos capaces por primera vez de romper la inviolabilidad aérea de los nazis y contribuyó de manera importante en el desenlace de la contienda bélica.

En aquellos años, los amplificadores operacionales se construyeron con lámparas, después con componentes discretos fabricándose hoy cómo circuitos integrados de bajo coste (es posible encontrarlos por debajo de 1 Euro). Un circuito integrado está formado por un buen número de resistencias, condensadores y transistores, todos ellos integrados en un pequeño dado de silicio de unos pocos milímetros cuadrados.

De una forma un tanto simplificada, podemos resumir las propiedades esenciales de un amplificador operacional:

- Presentan dos entradas con la misma función de transferencia, exceptuando el signo de la misma: una es inversora y la otra no inversora⁴. El amplificador operacional amplifica la *diferencia* de tensiones en estas entrada, y no su valor absoluto. Por ello se dice que tiene una entrada *diferencial*.
- Presentan una ganancia diferencial de tensión muy elevada
- Las corrientes de entrada son muy bajas

Igual que en el resto de los componentes, hay literalmente miles de tipos⁵ distintos de amplificadores operacionales. Uno de tantos es el TL071. Se trata de un amplificador operacional de propósito general, fabricado por TEXAS INSTRUMENTS y otros. Tiene entrada basada en transistores JFET y el resto tiene tecnología bipolar. Es un circuito de bajo ruido, bajo precio y prestaciones muy razonables para multitud de aplicaciones. Asimismo, es muy común y por ello resulta fácil de encontrar. Hay otros muchos pero este es un viejo amigo, compañero de muchas fatigas, y por esta razón lo usaremos para varios experimentos e ilustrar nuestro camino. Si el lector no puede encontrar este circuito para realizar los montajes propuestos, muy probablemente podrá utilizar otro amplificador operacional en su lugar. Lo que si se recomienda es consultar su *hoja de características* para evitar sorpresas desagradables.

8.4. Respuesta en frecuencia de un sistema realimentado

Ya hemos hablado antes de *la respuesta en frecuencia* de un circuito, pero no la hemos definido formalmente. Pues bien, es una medida muy interesante que cuantifica de qué manera amplifica o atenúa un sistema señales sinusoidales de distintas frecuencias (recordemos los filtros paso bajo y paso alto de los capítulos 2.6.6 y 2.6.7). Por ejemplo, un sistema diseñado para su uso en audio, debe tener una *respuesta en frecuencia* lo más uniforme posible en la banda de 20 Hz a 20 kHz, y uno usado en el equipo interior de un receptor de TV satélite entre 850 MHz y 2,4 GHz.

Consideremos un ejemplo como el de la figura 8.2. Contamos con un amplificador operacional del tipo TL071, que según la hoja de características, tiene una ganancia en lazo abierto típica de 300.000. La relación entre las dos resistencias hace que la ganancia del conjunto sea:

$$G = -\frac{200K}{1K} = -200$$

Que la ganancia sea de -200, quiere decir que si a la entrada del circuito ponemos una señal sinusoidal de 10 mVpp, a la salida tendremos una senoide de 2 Vpp. El signo menos significa que la salida está invertida: cuando a la entrada tenemos una tensión positiva, a la salida tendremos una negativa y viceversa: los picos positivos de la entrada corresponden a picos negativos a la salida.

Vemos que la ganancia en lazo abierto es notablemente superior a la ganancia en lazo cerrado, y las aproximaciones son válidas: verifiquemos el principio de tierra virtual. Si

⁴La inversora se marca con el signo '-' y la no inversora como '+'. Inversora quiere decir que si la tensión en la entrada sube, la salida baja.

⁵Y no solo dispositivos distintos, sino tipos diferentes, entre los que destacan los realimentados en tensión, en corriente y los de transconductancia variable. A lo largo del libro, nos centraremos únicamente en los del primer grupo.

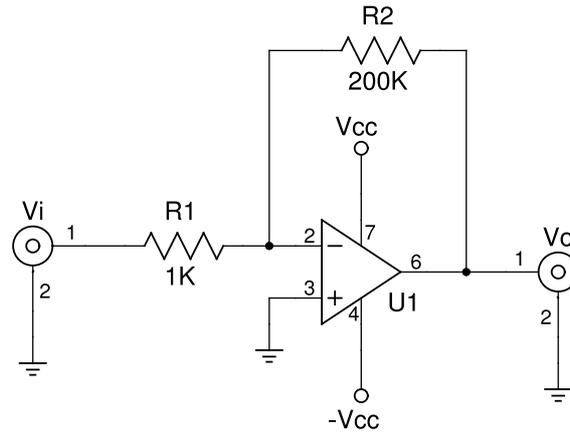


Figura 8.2: Amplificador realimentado

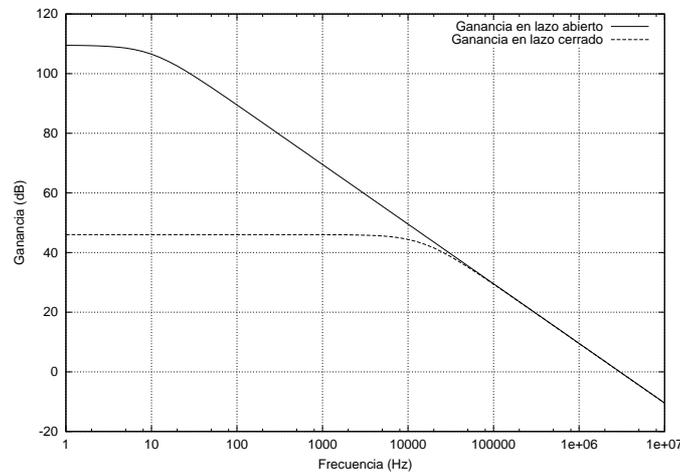


Figura 8.3: Ganancias en lazo abierto y cerrado del amplificador de la figura 8.2

la ganancia en lazo abierto del operacional es de 300.000, y la salida es de 2 Vpp, la entrada tendrá una senoide de $6,7 \mu\text{Vpp}$, lo que es claramente despreciable frente a la señal de entrada de 10 mVpp. No hemos engañado a nadie.

Pero los amplificadores operacionales realimentados en tensión tienen una pega⁶: su ganancia en lazo abierto disminuye con la frecuencia. La hoja de características del TL071 revela una ganancia de 300.000 a 1 Hz, y a partir de 10 Hz, su ganancia empieza a bajar a ritmo de diez veces por década (20 dB/década, 12 dB/octava). Pero mantenemos la calma y recordemos que la validez de las hipótesis se mantiene mientras la ganancia en lazo abierto del amplificador sea mucho mayor que la del lazo cerrado. Llegará un punto en el que no es posible ignorar el efecto de la disminución de la ganancia, y la ganancia global empieza a caer, siguiendo la ganancia en lazo abierto. En la figura 8.3 se muestran la ganancia en lazo cerrado del amplificador de la figura 8.2, así como la ganancia en lazo abierto del amplificador operacional.

Las ganancias se han representado en decibelios (dB). Una ganancia de 200 (100×2)

⁶Esto no obedece al adagio que la práctica del software ha hecho famoso: si no puedes resolver el problema, conviértelo en una característica (*if you cannot fix it, feature it*). Esta característica no es una limitación tecnológica, sino la forma más simple y genial de lograr la estabilidad de un sistema realimentado. Veremos más sobre ello en el apartado 8.8.

corresponde a $40 + 6 = 56 \text{ dB}$ ⁷. Vemos que en cierto punto, la ganancia en lazo cerrado empieza a caer. El punto en el que cae 3 dB, se denomina *frecuencia de corte*. En nuestro caso es de 15 kHz. También se dice que el *ancho de banda a 3 dB*, o simplemente que el *ancho de banda* del amplificador es de 15 kHz.

Debemos reparar en el aspecto de las curvas, que por otro lado es idéntica a la de un filtro paso bajo RC (capítulo 2.6.6). Tienen una componente netamente horizontal y a partir de cierto punto una caída de pendiente constante a -6B/octava o lo que es lo mismo, -20 dB/década . Esto quiere decir que la señal tiene la mitad de amplitud al duplicar la frecuencia o que es diez veces más pequeña al multiplicar por diez la frecuencia. Esto hace que se puedan aproximar mediante rectas. Precisamente el punto de intersección entre la recta horizontal y la pendiente tiene lugar en la frecuencia de corte. Esto permite simplificar mucho el análisis de modo que puede ser suficiente papel, lápiz y un poco de cacumen. La electrónica es una técnica de la simplificación hasta el límite de lo simplificable.

Observemos lo que pasaría si configuráramos un valor diferente de ganancia en lazo cerrado. Si solicitamos una ganancia más alta, el ancho de banda se reducirá exactamente en la misma proporción. Si la ganancia es más baja, el ancho de banda aumentará en la misma proporción. *El producto de la ganancia por el ancho de banda es constante, y es el mismo del amplificador operacional en lazo abierto*⁸.

Esta es una limitación intrínseca de los amplificadores realimentados en tensión: su *producto ganancia por ancho de banda* (GBP⁹) es constante. El producto ganancia por ancho de banda es un parámetro muy importante de un amplificador operacional. En el caso del TL071 es de 3 MHz. De hecho, lo que es constante en un determinado modelo de amplificador operacional es el GBP, y tanto su frecuencia de corte como la ganancia en continua pueden sufrir notables fluctuaciones.

El amplificador de la figura 8.2 no sería válido para amplificar señales de audio HiFi (que requiere un ancho de banda total en toda la cadena de al menos 20 kHz), pero sería perfecto para amplificar señales telefónicas (ancho de banda típico de 4 kHz) o radio AM o FM (ancho de banda de 8 kHz y 15 kHz respectivamente).

Recapitulemos: con este ejemplo hemos aprendido que podemos compensar la respuesta en frecuencia de un sistema mediante la realimentación negativa. Compensar la respuesta en frecuencia en el sentido de hacerla independiente de la frecuencia, plana. Y en el camino, hemos aprendido a hacer un amplificador de audio.

Antes de terminar, quisiera introducir una nota práctica: El circuito anterior no puede usarse en nuestra flamante fuente de alimentación, porque esta no tiene *alimentación simétrica* (no da +V, GND y -V). Sólo da +V y GND. No desesperemos. Podemos montar un circuito como el anterior con muy leves diferencias, y podemos por ejemplo usarlo como amplificador de micrófono. El circuito en cuestión se muestra en la figura 8.4. Las novedades se enumeran a continuación:

- Se añaden dos resistencias, R3 y R4 que polarizan la entrada no inversora del amplificador operacional a la mitad de la tensión de alimentación (sea esta la que sea), ya que la corriente de polarización (la que entra por la entrada no inversora

⁷Recordemos que las ganancias en tensión son $20 \cdot \log_{10}(G)$

⁸Este efecto sucede para el esquema de la figura 8.2. Si el amplificador operacional se trata de un circuito realimentado en corriente, suceden cosas más divertidas, pero esto es otra historia.

⁹*Gain Bandwidth Product*, a veces también descrito como GWP.

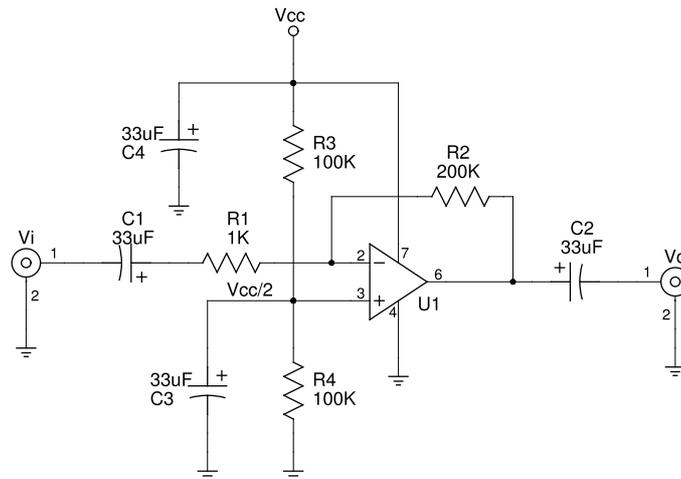


Figura 8.4: Amplificador para alimentación simple

'+') es muy baja (50 nA máximo absoluto para el TL071, lo que provoca un error de 5 mV máximo). Esto consigue el máximo margen dinámico. La entrada inversora se autopolariza a este punto.

- Es conveniente *desacoplar* con un condensador la entrada no inversora, de modo que a alta frecuencia (y a baja, pues C3 tiene un valor bastante elevado) la señal está virtualmente a masa, que es el mismo punto al que están referidas las señales de entrada y salida. Visto de otro modo, en alterna, el circuito es igual al de alimentación simétrica.
- Se desacopla la alimentación, cosa que siempre debemos hacer, como si de la buena acción del día se tratara.
- Las señales de entrada y salida tienen condensadores serie de *acoplo* que ya hemos estudiado. Este condensador bloquea la continua (tanto entrada como salida están polarizadas a $\frac{V_{cc}}{2}$), pero deja pasar sin atenuación la componente alterna de suficiente frecuencia. Es un *filtro paso alto* con *frecuencia de corte*

$$F_c = \frac{1}{2\pi R \cdot C}$$

Esto quiere decir que la frecuencia de corte del circuito de entrada¹⁰ es de 5 Hz lo que está muy bien para el audio (20 Hz a 20 kHz). La de la salida dependerá de la impedancia de carga¹¹, pero típicamente será de 10K, con lo que la frecuencia de corte sería de 0,5 Hz.

El circuito funcionará tanto mejor cuanto más alta sea la tensión de alimentación (respetando el límite máximo de ± 15 V. Puede ser un excelente amplificador de micrófono si se usa con el amplificador de potencia del capítulo 9.

¹⁰La impedancia de entrada (R en la fórmula) es igual a R1, pues la entrada inversora está virtualmente unida a la no inversora, que hemos visto que es masa a todos los efectos por virtud de C3.

¹¹La impedancia de salida del operacional es muy baja, y la realimentación negativa la baja aún más, haciéndola muy parecida a un generador ideal. La R de la fórmula es la suma de la impedancia de salida, muy baja, y la impedancia de carga, que no se muestra en el circuito.

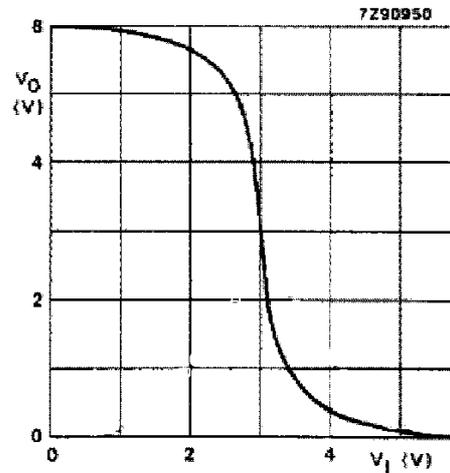


Figura 8.5: 74HCU04: Función de transferencia entrada a salida

8.5. Mejora de la linealidad de un sistema realimentado

Vamos a poner un ejemplo en el que usaremos como amplificador un dispositivo muy barato: el 74HCU04¹². Se trata de un circuito integrado diseñado para funcionar como inversor en circuitos digitales, con *cierta componente analógica*, como osciladores a cristal. Un inversor digital como el 74HC04 se realiza mediante tres etapas inversoras de transistores MOS complementarios (CMOS), es decir PMOS y NMOS. El 74HCU04 incorpora una sola etapa en lugar de las tres habituales. Esto hace que la ganancia sea algo menor, como es menor el retardo entre la entrada y la salida. Se diseñó para ser usado en circuitos osciladores o similares que requieren amplificadores inversores de elevada ganancia para su uso en circuitos digitales. El 74HCU04 incluye seis inversores independientes en el mismo encapsulado. Cada uno de estos *inversores* debemos verlo como un amplificador inversor como el que se muestra en la figura 8.1. En la figura 8.5 se muestra la función de transferencia de entrada a salida típica de una puerta¹³ 74HCU04 que ha sido alimentada a 6 voltios.

Podemos ver que la puerta tiene una función de transferencia muy poco lineal. El circuito que nos ocupa es razonablemente lineal sólo si las señales de salida son pequeñas (digamos 0,25 Vp), pero conforme se van haciendo más grandes, las crestas se irán achatando. Una señal que tenga a la salida 5 Vpp resultará claramente distorsionada. La distorsión es uno de los parámetros más importantes de un amplificador ya sea de audio o de cualquier otro tipo. En el caso específico del audio, la distorsión se percibe como un sonido desagradable, de baja calidad.

La no linealidad es tan grande que podríamos pensar que un circuito así no sirve para nada. Nos equivocariamos. La realimentación puede reducir notablemente la distorsión de un circuito, característica que se utiliza de manera intensiva¹⁴. Veamos el circuito

¹²Como curiosidad, HC significa High Speed CMOS, la primera familia CMOS compatible con las bipolares previas en las que se mostraba la superioridad de la tecnología en términos de velocidad y consumo. La U que sigue a HC quiere decir *unbuffered* (sin buffer). El *buffer* es un amplificador que se usa para independizar circuitos. El 74HCU04 es el único dispositivo de la serie HC que tiene una versión U.

¹³Puerta lógica es un circuito que realiza una determinada función lógica, en nuestro caso la inversión: convertir un nivel lógico alto en uno bajo y viceversa. Como no hemos definido estos conceptos, esta descripción puede ser ignorada.

¹⁴De hecho, un amplificador operacional también tiene una función de transferencia sensiblemente no lineal. Todos los sistemas construidos por el hombre son no lineales, en mayor o menor medida.

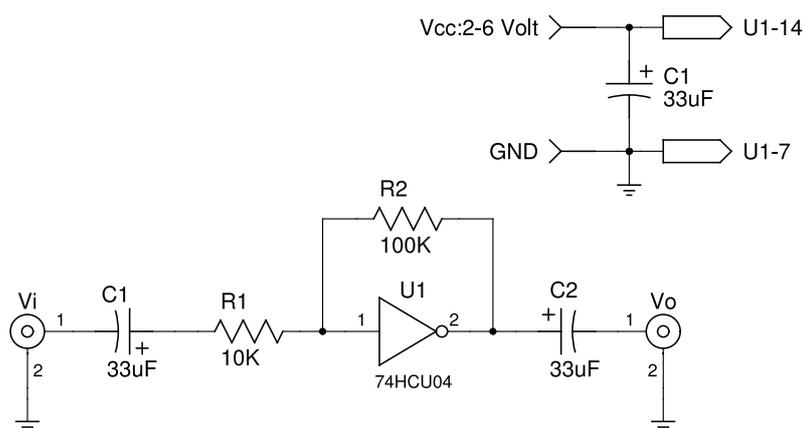


Figura 8.6: Amplificador con el 74HCU04, ganancia 20 dB

de la figura 8.6. Como podemos ver se trata de una configuración muy similar a la de la figura 8.2.

Tanto este como aquella son circuitos reales, y por ello, a riesgo de ser menos pedagógicos, hemos introducido dos condensadores de acoplo. La razón es la siguiente: en ausencia de señal de entrada, tanto la entrada como la salida del circuito permanecen a la mitad de la tensión de alimentación (3 V en nuestro ejemplo). Si observamos con detalle la figura 8.5, precisamente a esta tensión, entrada y salida coinciden. En consecuencia, la corriente que circula en la resistencia de realimentación es nula, igual que en la resistencia de entrada (ya hemos dicho que no hemos conectado nada a la entrada). Un circuito así tendría problemas si se conectara a otro que no tenga la tensión de reposo exactamente al mismo valor. Los condensadores de acoplo vienen en nuestro rescate: bloquean el paso de la corriente continua, y dejan pasar la señal alterna con atenuación despreciable si la impedancia reactiva del condensador es despreciable respecto a la resistencia serie. Todo ello ya lo vimos en referencia a la figura 8.4.

Podemos hacer un montaje en araña del circuito y probarlo. Quedaremos sorprendidos por las prestaciones. Y recordemos que en un circuito integrado contamos con seis de estos amplificadores.

Vamos a hacer las siguientes medidas:

- **Ancho de banda 3 dB.** Para medirlo, visualizamos en el osciloscopio la señal de entrada y en otro canal, la de salida. Con un generador de funciones¹⁵, vamos incrementando la frecuencia hasta que la salida disminuye a 0,7 veces el nivel de salida a baja frecuencia. En realidad el ancho de banda está limitado por altas y bajas frecuencias. Ciertamente, el de baja frecuencia tiene lugar a una frecuencia muy baja y depende sólo de los condensadores de acoplo. La frecuencia de corte de alta frecuencia depende del amplificador, cuya hoja de características dice que el GBP típico es de 5 MHz. Esto significa que podemos esperar un ancho de banda de aproximadamente 500 kHz. Si lo usamos para audio, deberíamos limitarlo¹⁶ poniendo un condensador de 47 pF en paralelo con R2, que hace que la frecuencia de corte baje a 20 kHz.
- **Respuesta lineal.** Manteniendo la configuración previa, programamos el osciloscopio en modo XY. Vamos incrementando el nivel de entrada, hasta que se aprecia

¹⁵En este mismo capítulo se propone la construcción de uno.

¹⁶De otro modo, la calidad no va a aumentar, y este exceso de ancho de banda es camino fácil para el ruido y distorsión.

que la recta se empieza a achatar por los extremos. Al nivel de señal al que esto sucede puede depender de la frecuencia.

Esta es una medida grosera de la linealidad, pero medidas más cuantitativas son mucho más complejas de obtener.

Nos podemos preguntar si la capacidad de la realimentación de corregir las distorsiones tiene un límite. Efectivamente lo tiene. Una vez más hemos de insistir en que *las aproximaciones realizadas son válidas sólo si la ganancia en lazo abierto es mucho más grande que la ganancia en lazo cerrado*. Podemos ver en la figura 8.5 la ganancia en lazo abierto de la puerta se reduce notablemente para tensiones de salida grandes. Esto significa que la capacidad de la realimentación de corregir las no linealidades queda limitada en estas condiciones. Es decir, la realimentación es muy útil, pero no hace lo imposible.

Sobre esto no podemos realizar cálculos numéricos ya que todas las expresiones que hemos utilizado por el momento parten de la hipótesis de contar con circuitos lineales. Utilizarlas para modelar circuitos no lineales no daría resultados válidos. Sin embargo, los razonamientos previos nos permiten obtener conclusiones cualitativas pero no cuantitativas.

8.6. Algunos otros ejemplos de sistemas realimentados

8.6.1. Amplificador no inversor

La figura 8.7 muestra el ejemplo de un amplificador no inversor. La entrada de señal se aplica directamente a la entrada no inversora del amplificador operacional, lo que tiene la ventaja de que permite obtener una impedancia de entrada muy grande. La red de realimentación permite obtener:

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (8.4)$$

Vemos dos novedades: la primera que la ganancia es positiva, lo que quiere decir que si la tensión de entrada sube, también lo hace la salida. La otra novedad es que la ganancia nunca puede llegar a ser nula. En algunas situaciones -por ejemplo en etapas de control de volumen- esto puede llegar a ser un problema que imposibilita el uso de la etapa.

8.7. Ventajas de la realimentación negativa

No ha terminado la lista de las ventajas: todavía quedan algunas por explorar:

- La realimentación negativa puede reducir el ruido interno generado por un amplificador, ya que el ruido interno se realimenta a la entrada, que tiende a atenuarlo, ya que esta señal no está presente a la entrada
- La realimentación negativa aplicada en la forma en la que hemos visto, incrementa la impedancia de entrada y disminuye la de salida

Asimismo, hasta ahora nos hemos limitado a estudiar las realimentaciones de tensión, pero existen múltiples formas. Baste este apunte por el momento.

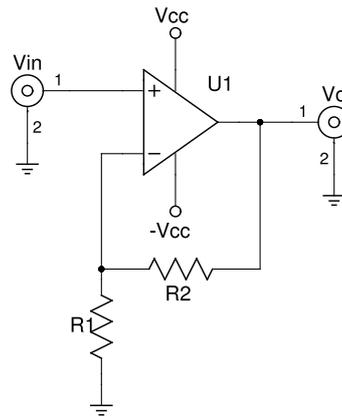


Figura 8.7: Amplificador no inversor

8.8. Estabilidad de un sistema realimentado

La realimentación tiene un problema en potencia. Y grave: la estabilidad.

Imaginemos un sistema realimentado simple: una persona monta en bicicleta y tiene que tomar una curva. Según gira el manillar, va viendo como toma la curva, de modo que si se sale, gira más hacia dentro, o si se está entrando demasiado, abre la curva. No es muy distinto de los sistemas descritos hasta el momento.

Imaginemos ahora que hay dos personas montando en la bicicleta, y el que controla el manillar es ciego, de modo que su acompañante va guiando: tenemos curva a la derecha... cuidado nos salimos... no gires tanto... Este sistema realimentado incluye un retardo en la realimentación. Será válido sólo si nos movemos a baja velocidad por un camino de curvas anchas. Es decir, sólo si el retardo es despreciable frente a las señales a procesar.

Volvamos a la electrónica con una idea clara: el retardo en un sistema realimentado es la semilla de la inestabilidad. Pero, ¿tiene retardo un sistema electrónico?. Si: basta que volvamos al apartado 2.6.6 en el que estudiamos el filtro paso bajo, para recordar que un filtro paso bajo introduce un retardo en la señal que puede llegar a ser de 90 grados de desfase en la banda atenuada. Lo repasaremos en breve. De forma general, podemos decir que existe una relación entre la variación de la respuesta en amplitud de un sistema y el retardo de la fase, de modo que cuándo más rápidamente cae la respuesta de un sistema (mejor filtra), más retardo introduce.

La condición para que un sistema realimentado oscile es bastante intuitiva: abramos el lazo. Si hay un punto en el que el desfase es de 360 grados (que es lo mismo que 0 grados) y la ganancia es mayor que la unidad, al cerrar el lazo, el sistema oscilará irremisiblemente. Un ejemplo muy típico es el denominado *efecto Larsen* de realimentación acústica entre un micrófono y un amplificador. El micro coge ruido ambiente y el amplificador amplifica esta señal, que sale por los altavoces y llega de nuevo al micrófono con un cierto retardo. Esta señal se vuelve a amplificar, y vuelve a llegar al micro con más potencia, etc. ¿Cómo se resuelve? Bajando la ganancia, ya sea bajando el volumen, separando el micro del altavoz, o reorientándolo, de modo que la señal no pueda crecer y crecer.

Pues bien, la respuesta de TODO circuito amplificador puede modelarse mediante amplificadores ideales con respuesta plana seguidos de uno o varios filtros paso bajo RC, como el mostrado en la figura 8.8.

Recordemos que su función de transferencia de amplitud y fase es:

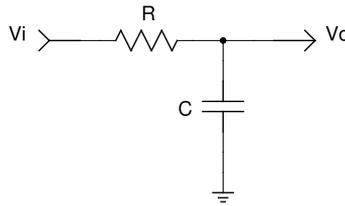


Figura 8.8: Filtro paso bajo RC

$$\left| \frac{V_o}{V_i} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi fRC)^2}}$$

$$fase \left(\frac{V_o}{V_i} \right) = -\arctan(2\pi fRC)$$

En la figura 8.9 se muestra la función de transferencia de amplitud y fase del filtro paso bajo a frecuencia de corte normalizada a la *frecuencia de corte* del filtro ($F_c = \frac{1}{2\pi RC}$). Resulta muy conveniente normalizar las gráficas a la frecuencia de corte porque entonces valen para cualquier filtro. La respuesta de fase muestra el retardo entre la entrada y salida de una senoide. Este retardo podría medirse en unidades de tiempo, pero es mejor medirlo en fase, porque de este modo es independiente de la frecuencia de la señal.

Podemos observar que el filtro paso bajo no introduce ni atenuación ni desfase apreciable a frecuencias muy por debajo de su frecuencia de corte. En la frecuencia de corte, la amplitud se ha reducido en 3 dB (0,7 veces la tensión de entrada) y el desfase es ya de 45 grados. Cuando la frecuencia es de diez veces la de corte, la señal de salida es diez veces más pequeña que la de entrada y el desfase es ya casi de 90 grados.

Veamos la figura 8.10 se muestra un modelo del lazo de realimentación. Si abrimos el lazo, e inyectamos señal en el punto A, podemos ver la salida en el punto B. Si inyectamos una senoide en A, la señal B será una senoide de la misma frecuencia:

- amplificada o atenuada (lo que es como decir que tiene ganancia inferior a la unidad)
- desfasada o retardada, que es lo mismo

Un filtro paso bajo como el que vemos (un filtro de *primer orden* dicen los expertos) no produce desfases mayores de 90°. Como el amplificador es inversor, produce un desfase de 180°. Tenemos un total de 270°, y por tanto, el sistema es intrínsecamente estable.

Como ya hemos visto, *mientras sea posible modelar el amplificador con un único filtro paso bajo, el amplificador será estable*. Pero en la práctica esto no sucede. No lo hemos estudiado, pero cada etapa amplificadora se modela con una o varias respuestas paso bajo. En un sistema complejo con varias etapas se produce una explosión de componentes paso bajo, aunque sólo unas cuantas son las dominantes. Lo que es seguro es que conforme vamos aumentando la frecuencia, el desfase empieza a aumentar al sumarse las componentes debidas a las respuestas paso bajo. Los desfases se sumarán, y se llegará a $180 + 90 + 90 = 360$ grados. Si a este punto la ganancia es mayor que la unidad, el sistema oscilará inevitablemente.

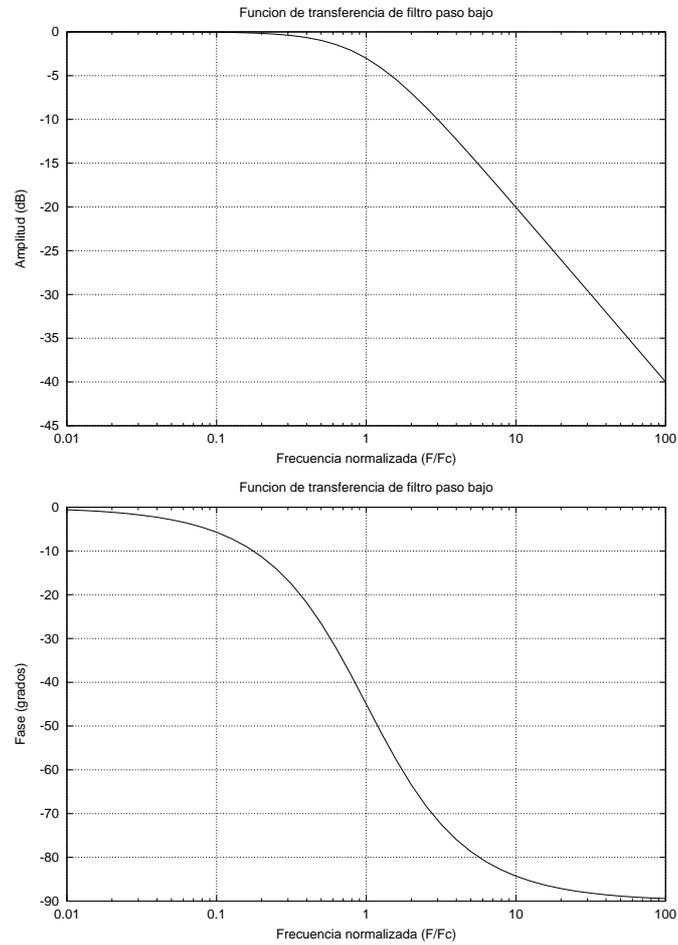


Figura 8.9: Función de transferencia de un filtro paso bajo

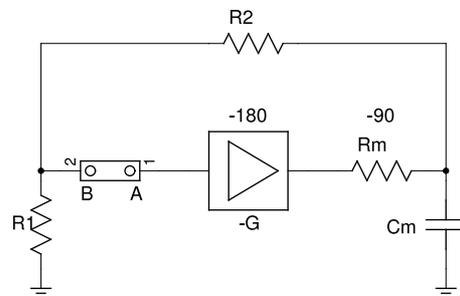


Figura 8.10: Modelado lazo de realimentación

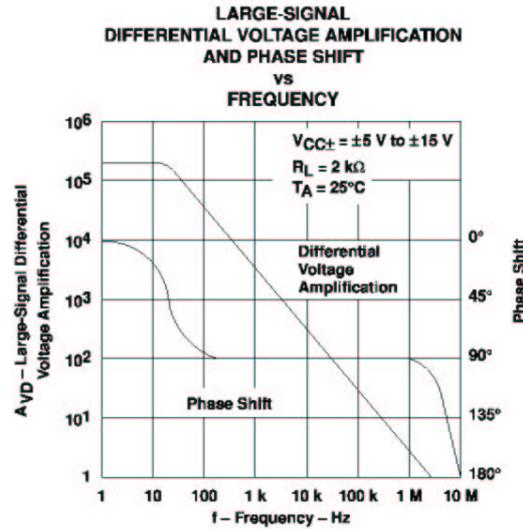


Figura 8.11: Función de transferencia del TL071

Los inventores de los primeros operacionales fueron muy listos. La tecnología del momento permitía llegar a anchos de banda con respuesta lineal de aproximadamente 1 MHz. Si se quiere asegurar la estabilidad a toda costa, es necesario que a esta frecuencia la ganancia fuera inferior a la unidad. ¿Que se puede hacer?. Pues *introducir de forma controlada una respuesta paso bajo de modo que esta respuesta sea la dominante mientras la ganancia del sistema sea superior a la unidad. Un sistema así nunca oscilará*, mientras que sin esta 'penalización' exigiría un diseño muy cuidado que haría que muchos diseñadores poco avezados fracasaran sistemáticamente en sus diseños y rechazaran la nueva tecnología.

Veamos en la figura 8.11 la función de transferencia del TL071 tomada de la hoja de características, y veamos cuan coherente es con lo explicado hasta el momento. Este operacional tiene una frecuencia de corte¹⁷ dominante a aproximadamente 20 Hz. El efecto de los polos no dominantes empieza a ser significativo a partir de 1 MHz. Siendo esto dependiente de la tecnología y por tanto inamovible, se ha determinado el polo dominante a una frecuencia tal que le desfasaje es menor de -135 grados mientras la ganancia en lazo abierto es mayor que la unidad.

La realimentación de cualquier otro tipo de amplificador, de amplificadores operacionales *no compensados* o de amplificadores operacionales con elementos adicionales dentro del bucle, requiere un estudio preciso y medidas exhaustivas para asegurar que el amplificador resultante es un amplificador que se comporta de forma noble y no presenta una indeseable tendencia a oscilar.

RESUMEN: Si un amplificador en lazo abierto tiene una respuesta en frecuencia como la de un filtro paso bajo RC de primer orden (con una caída de -6 dB/oct) al menos hasta el punto en el que su ganancia es la unidad, entonces es *inherentemente* estable.

Bastan estas escasas palabras para un tema que da de sí para escribir libros enteros.

¹⁷Se denomina habitualmente *polo dominante*. Simplificando un poco, los polos son las frecuencias de corte de una respuesta paso bajo.

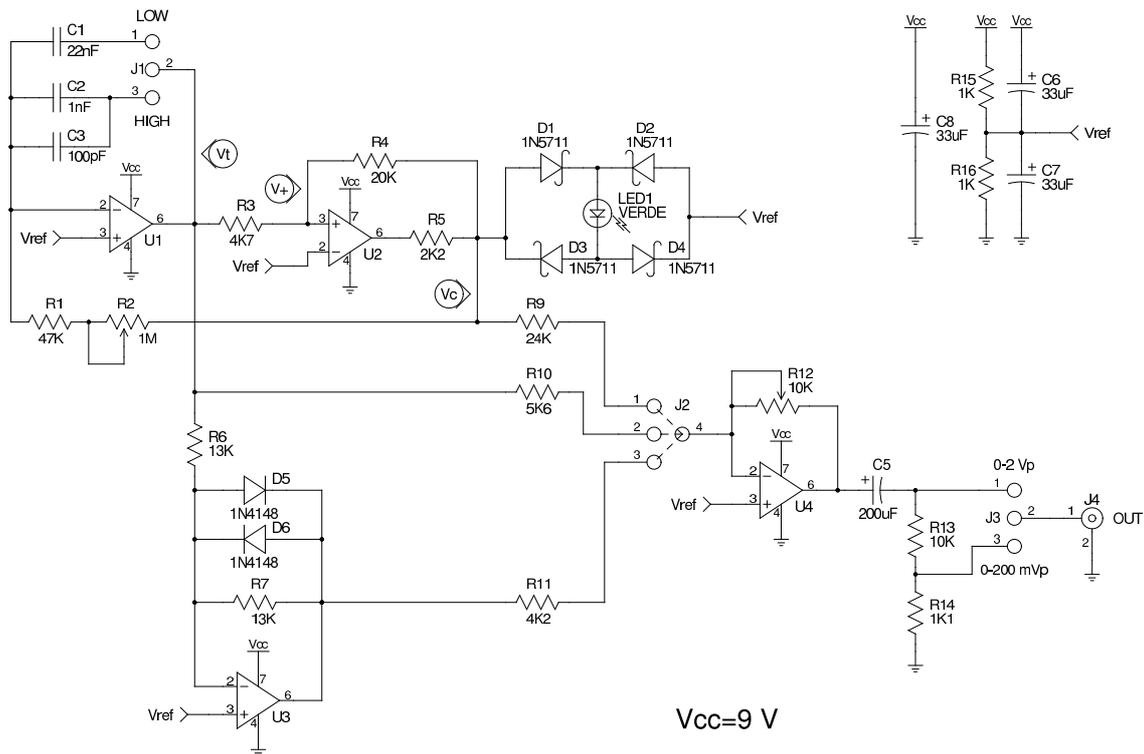


Figura 8.12: Generador de funciones

8.9. Definición de la realimentación negativa

Cómo este curso es un poco raro, vamos a definir la realimentación negativa cuando hemos terminado de estudiarla.

La realimentación negativa es aquella que toma una muestra de la salida de un sistema y lo resta a la señal de entrada. La palabra *resta* es la importante.

Pero ¿hay otra realimentación? Si, y tan poderosa como la negativa: la positiva.

8.10. Realimentación positiva

La realimentación negativa va de sistemas lineales. La positiva de osciladores, circuitos comparadores y similares. Sin saberlo, ya hemos visto un ejemplo previo de realimentación positiva: el amplificador de relajación del capítulo 6.

Pero para asentar más los conceptos de realimentación positiva y negativa, vamos a ver un ejemplo de un aparato muy útil: el *generador de funciones* de la figura 8.12.

8.11. Generador de funciones

El circuito de la figura 8.12 parece muy complicado, pero si lo abordamos por etapas puede resultar muy digerible.

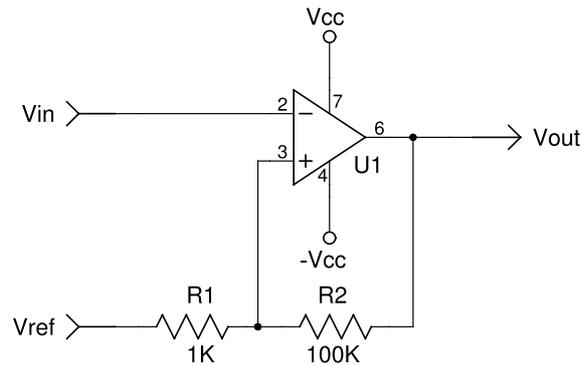


Figura 8.13: Circuito comparador de tensión

Antes de nada digamos que se trata de un *generador de funciones*: un circuito capaz de generar señales cuadradas, triangulares y sinusoidales de amplitud y frecuencia variable. Se ha diseñado de tal modo que puede ser alimentado por una pila de 9 Voltios o por una fuente de alimentación no simétrica como la nuestra.

Este tipo de aparatos es muy útil para probar y depurar circuitos, pues permite ver la respuesta en amplitud y en frecuencia de los mismos. Es un aparato de laboratorio insustituible.

8.11.1. Circuito comparador

El circuito de la figura 8.13 se denomina comparador. Se trata de un circuito que compara la tensión de entrada (V_{in}) con una referencia (V_{ref}), indicando a la salida si la entrada es mayor o menor que la tensión de referencia.

Los más observadores habrán notado que la realimentación se realiza sobre la entrada no inversora (+) y no sobre la inversora (-), como ha sido habitual hasta ahora. En efecto, se trata de un ejemplo de **realimentación positiva**. De la propia definición de la función del circuito se puede concluir que no se trata de un circuito lineal, ya que no responde con una salida doble a una entrada doble, etc. Se dice que es un **circuito no lineal**. La realimentación positiva da lugar a circuitos no lineales.

Imaginemos que la entrada V_{in} está a una tensión positiva de, por ejemplo, 1 Voltio, estando V_{ref} a masa (0 V). Como la entrada no inversora tendrá siempre una tensión cercana a cero (aproximadamente la centésima parte de la tensión de salida), el amplificador diferencial verá una tensión más alta en la entrada inversora que en la no inversora, por lo que pondrá la salida en la tensión más baja que sea capaz, normalmente cercana a la tensión de alimentación negativa ($-V_{cc}$). Se dice que el amplificador está saturado. Pongamos un ejemplo numérico: si el amplificador está alimentado a ± 6 Volt, y sus salidas saturadas llegan a la misma tensión de alimentación¹⁸, la entrada no inversora quedará a -60 mV.

Si la entrada V_{in} estuviera a -1 Volt, el resultado sería muy similar, pero al revés: la salida estaría a una tensión cercana a la alimentación positiva, y la entrada no inversora a unos 60 mV por encima de la masa.

¹⁸Un amplificador de cualquier tipo tiene dificultades en alcanzar tensiones de salida *muy* próximas a las de alimentación, como ya hemos visto. Cuando se han usado tensiones de alimentación altas (e.g. es muy común usar ± 12 Volt en audio) no es una limitación grave. Pero lo es cuando se disponen de tensiones mucho más pequeñas. Solo arquitecturas modernas permiten obtener valores muy cercanos a la alimentación. Este tipo de dispositivos se denomina *rail-to-rail*. No es el caso del TL071.

Recordemos que el amplificador tiene una ganancia en tensión enorme. Sólo funciona de forma lineal con un escasísimo margen de tensiones de entrada. Si la ganancia típica en lazo abierto es de 200,000, bastaría una tensión entre las entradas de más de $30 \mu\text{V}$ para saturar la salida.

Supongamos ahora que la tensión de entrada, que estaba en 1 Voltio, pasa a valer $-59,970 \text{ mV}$, es decir, sólo $30 \mu\text{V}$ por encima de la tensión de la entrada no inversora. La tensión de salida sigue en -6 Voltios , y nada cambia. Pero supongamos ahora que la tensión baja un miserable microvoltio. Con una ganancia de 200,000 la tensión de salida sube 200 mV , saliendo de la saturación, y quedando a $-5,8 \text{ Voltios}$. Pero con ello, se produce un desplazamiento de la tensión de la entrada inversora, que sube y pasa a ser de -58 mV . Pero este cambio hace que la tensión diferencial sea ya de 2 mV (y no del microvoltio que habíamos bajado), que de nuevo se amplifica y la salida pasa rápidamente a saturarse en el sentido contrario al anterior. Se produce algo parecido a una reacción en cadena¹⁹. El amplificador es incapaz de quedarse quieto en la zona lineal, todo lo contrario que la realimentación negativa, que en todo momento trata de que las cosas permanezcan en estados estables.

El proceso descrito sucede en muy poco tiempo. *Cuánto* de poco dependerá del ancho de banda, de la velocidad del amplificador.

Cómo hemos podido intuir, el cambio de estado ha modificado la tensión de comparación, que ahora es de $+60 \text{ mV}$. Esto ya lo vimos al estudiar el trigger de Schmitt (capítulo 6). Ahora podemos entender lo interesante que es este concepto. Cuando hemos descrito el funcionamiento del comparador hemos utilizado un artificio: hemos supuesto un cambio instantáneo -aunque muy pequeño- de la tensión de entrada, pero esto no puede nunca suceder porque requeriría un ancho de banda infinito. Las tensiones se mueven de forma continua, a mayor o menor velocidad. Si no existiera la histéresis, en el intervalo de conmutación se producirían conmutaciones espúreas de la salida a causa del ruido que siempre acompaña a toda señal. Por efecto de la histéresis (o de la realimentación positiva, que es la otra cara de la misma moneda), la conmutación se produce limpiamente, de modo que el mismo proceso de conmutación añade más impulso al cambio de estado. En el circuito anterior, se puede reducir la histéresis incrementando el valor de R_2 o eliminarla haciendo su valor infinito, que es cómo no poner la resistencia.

De eliminar la realimentación, la ganancia en la zona de conmutación sería la misma del amplificador operacional. Perderíamos el efecto de aceleramiento de la respuesta y ganancia de comparación. Las conmutaciones no serían tan limpias y el comparador tendría una grave tendencia a oscilar. En cierto modo podemos decir que hemos aumentado la ganancia. Sólo en cierto modo, ya que el concepto de ganancia es sólo aplicable a los sistemas lineales, y el nuestro no lo es, salvo en una estrecha zona en torno a la tensión de referencia.

Existen circuitos integrados específicamente diseñados para funcionar como comparadores. No son esencialmente diferentes de los amplificadores operacionales, todo lo más, han sido optimizados para conmutar las salidas rápidamente con niveles de salida bien definidos. Asimismo, en las pruebas posteriores a la fabricación se verifican cuidadosamente los tiempos de conmutación.

El comparador visto es inversor. Existe una variante del circuito que es no inversora. Se muestra en la figura 8.14. Dejamos como ejercicio para el lector el estudiar su funcionamiento.

¹⁹La reacción en cadena de la física atómica es un proceso de realimentación positiva.

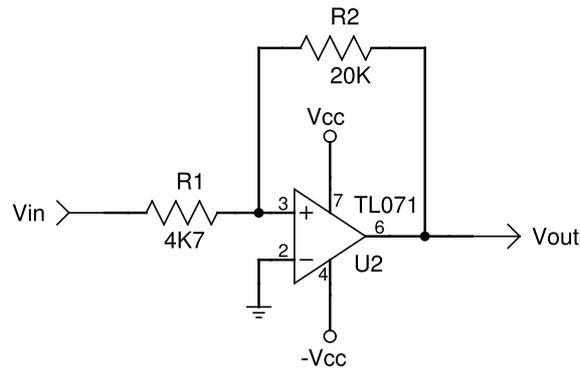


Figura 8.14: Comparador de tensión no inversor

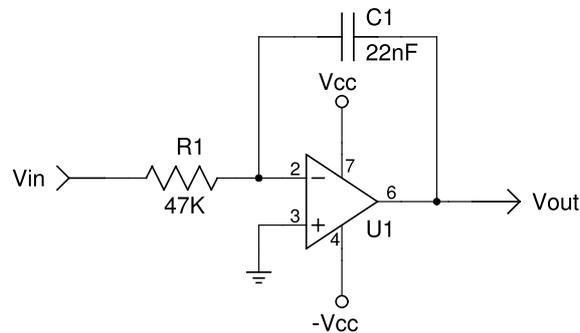


Figura 8.15: Circuito integrador

Para terminar, hemos de comentar que es habitual incluir en paralelo con R2 un pequeño condensador. Este condensador realiza exactamente la misma función de realimentación positiva con la ventaja de no introducir histéresis en continua, lo que, en ciertas aplicaciones es deseable. Del mismo modo que hemos visto, acelera la respuesta del comparador, ya que la tensión en bornas de un condensador no puede cambiar de forma instantánea.

8.11.2. Circuito integrador

En la figura 8.15 podemos ver un circuito que se denomina integrador porque la tensión de salida es igual a la integral de la función de entrada. La integral es una función matemática similar al cálculo del área formado entre la tensión y el tiempo.

Veamos su funcionamiento. Por el *principio de tierra virtual*, podemos considerar que la entrada inversora está a la tensión de masa. Supongamos que la entrada V_{in} es una tensión fija. Esta tensión provoca una corriente constante que atraviesa R1. Como no circula corriente por las entradas del amplificador operacional, la mencionada corriente debe atravesar el condensador, que de este modo verá una rampa de tensión entre sus terminales²⁰. La salida V_{out} será una rampa de tensión descendente con una pendiente:

$$\frac{\Delta V_{out}}{\Delta t} = -\frac{I_{in}}{C} = -\frac{V_{in}}{R_1 \cdot C_1}$$

²⁰Volviendo al tema de la realimentación negativa, el amplificador operacional se las agencia para que la salida siga una rampa de tensión que mantenga en todo momento la entrada inversora a una tensión muy próxima a masa.

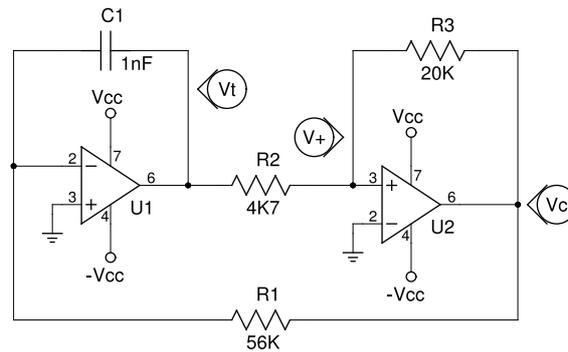


Figura 8.16: Etapa osciladora

$$\Delta V_{out} = -\frac{V_{in}}{R_1 \cdot C_1} \cdot \Delta t$$

Si por contra, la tensión de entrada es negativa, la rampa de salida será creciente.

Estas leyes se cumplirán mientras el amplificador operacional funcione de manera lineal. Si la salida alcanza las tensiones de alimentación, el amplificador no puede seguir dando más tensión y la realimentación deja de funcionar.

Si con los valores de componentes de la figura 8.15, si $V_{in}=2,4$ Volt, entonces V_{out} caerá a ritmo de 51 mV por cada microsegundo.

8.11.3. Oscilador

En la figura 8.16 se muestra el bloque oscilador. Bastará un poco de observación para descubrir que el oscilador está formado por los dos circuitos que acabamos de descubrir: el integrador y el comparador no inversor, unidos. Similar a la pescadilla que se muerde la cola.

Debemos hacer una observación: habitualmente los comparadores tienen una histéresis leve. Sin embargo en este circuito, para que funcione correctamente, la histéresis debe ser alta. Es decir R2 y R3 deben tener valores similares. Pronto veremos la razón.

Vamos a ver cómo funciona. Supongamos que inicialmente C1 se haya levemente cargado de modo que el punto que hemos llamado V_t está a una tensión positiva. Cómo el comparador en torno a U2 es no inversor, podemos pensar que su salida (V_c) es muy próxima a la de la alimentación, y así será ya que la tensión en V_+ es mayor que la tensión de masa.

La corriente que atraviesa R1 desde la salida V_c a la salida de U1 provoca una rampa descendente en V_t , que irá bajando del nivel inicial hacia masa, y seguirá bajando hasta que llegue a la tensión de conmutación del comparador, y entonces todo cambiará súbitamente: la tensión en V_c pasará a ser negativa y el condensador empezará a cargarse de forma lineal, haciendo subir a la tensión de salida.

En resumen, que en V_t tendremos una forma de onda triangular y el V_c una forma de onda cuadrada, y por ello el nombre que hemos escogido para la señales.

En las figuras 8.17 y 8.18 se muestran fotografías de la pantalla de un osciloscopio de las tensiones en los puntos indicados (V_c , V_t y V_+) del circuito de la figura 8.12.



Figura 8.17: Medida de tensiones en los puntos V_c y V_t del circuito de la figura 8.12

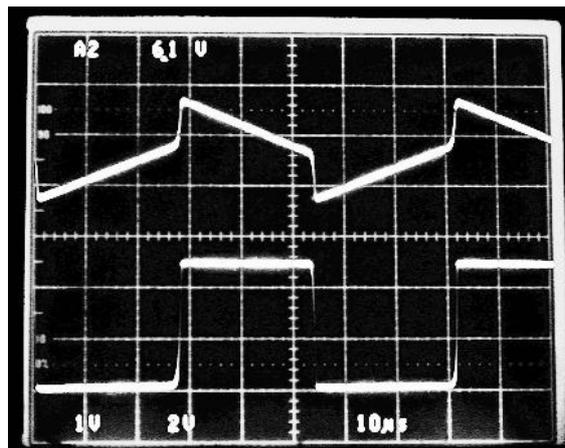


Figura 8.18: Medida de tensiones en los puntos V_c y V_+ del circuito de la figura 8.12.

Una vez que hemos visto de forma cualitativa que cosas suceden, vamos a pasar a un aspecto más cuantitativo, en que analizaremos amplitudes de señal y tiempos.

Para ello debemos volver a considerar que el circuito comparador dará a su salida de forma genérica una tensión de $\pm V_c$ Voltios.

Esto quiere decir que los umbrales de comparación en V_t son de:

$$V_t = \pm \frac{R_2}{R_3} \cdot V_c$$

Dicho de otra forma: esta será la amplitud de la señal triangular. Al sobrepasarse los umbrales especificados, la salida del comparador conmuta y las rampas del integrador se invierten.

Ya estamos en condiciones de estimar los tiempos de las rampas de subida y bajada (T_r), que es el tiempo que lleva que la tensión del condensador pase del valor de máxima tensión al de mínima, y por tanto igual a dos veces la tensión de pico V_t

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta t} = \frac{I_{c1}}{C_1} \Rightarrow \frac{2V_t}{T_r} = \frac{V_c}{R_1 \cdot C_1}$$

Cómo el periodo de oscilación (T) es la suma de los dos semiperiodos (T_r, T_f), resulta:

$$T = 4 \cdot R_1 C_1 \cdot \frac{V_t}{V_c} = 4 \cdot R_1 C_1 \cdot \frac{R_2}{R_3}$$

Es decir, que no depende de las tensiones de salida del comparador, sino sólo de una relación de resistencias y condensadores.

Sin embargo, en el desarrollo anterior está implícito que las tensiones de salida del comparador son simétricas respecto a masa. De no ser así, las formas de onda no tendrían simetría temporal.

Ejemplo: para los valores del oscilador de la figura 8.16, resulta $T = 52 \mu s$ ($F_{osc} \sim 19$ kHz). Esto es lo que se muestra en las figuras 8.17 y 8.18. El osciloscopio del que se han tomado las fotografías incluye en pantalla indicación de la ganancia vertical de los dos canales (500 mV/div para el canal superior y 2 V/div para el inferior) y de la base de tiempos (10 μs /div). En la figura 8.17, se observa que la relación de amplitudes entre la señal triangular y la señal cuadrada es de aproximadamente 1 a 4, tal y cómo hemos estimado. Los valores absolutos de las amplitudes dependerán de lo que pueda hacer el amplificador operacional, aunque en el prototipo se ha usado una técnica especial que pronto veremos.

Si en lugar de R_1 usáramos una resistencia variable (potenciómetro) en serie con una resistencia fija podríamos regular la frecuencia de oscilación entre dos valores extremos. También podríamos variar las otras resistencias, pero daría lugar a variaciones en la amplitud de la señal triangular, lo que es habitualmente indeseable.

8.11.4. El generador de funciones

Visto estas cuestiones podemos centrarnos en el generador de funciones tal y cómo se ha mostrado en la figura 8.12.

Cómo premisa, insistiremos en el hecho de que este circuito ha sido diseñado para poder trabajar con una fuente de alimentación que entrega una única tensión²¹. Posiblemente resulte más fácil entender el circuito si *consideramos a V_{ref} como una señal de referencia de tensión, y suponemos que los operacionales se han alimentado positiva y negativamente en relación a ésta*. Por ello, los amplificadores operacionales podrán entregar a sus salidas tensiones positivas y negativas.

La tensión de referencia se ha obtenido mediante un divisor resistivo formado por R15 y R16, y por tanto, se encuentra a la mitad de tensión entre alimentación (V_{cc}) y masa (GND). El valor de estas resistencias es un valor de compromiso. Deben tener un valor alto para no penalizar mucho el consumo del circuito (lo que es especialmente importante si trabaja con pilas), pero la corriente que atraviesa las resistencias debe ser notablemente mayor (al menos 5 veces, preferiblemente 10) que la corriente que circula por la red V_{ref} . Para que en alterna las alimentaciones se comporten cómo una fuente de tensión ideal se han puesto los condensadores C6 a C8. Cómo veremos en el apartado 8.11.5, este punto es susceptible de mejoras.

Detengámonos por un momento en el extraño circuito que hay a la salida del comparador, y veamos *qué es*, para centrarnos luego en *para qué sirve*.

Recuerda al puente de diodos (apartado 3.6). Y así es: se trata de una especie de *diodo zener simétrico*. Ya hemos visto que los diodos tienen una función de transferencia de tensión a corriente muy abrupta (ver figura 3.5), y los diodos LED no son una excepción. El puente de diodos se encarga de que, sea la tensión en V_c positiva o negativa respecto a V_{ref} , el LED vea una polarización correcta. Los diodos usados en el puente no son diodos “normales”²², sino *diodos schottky*. Este tipo de diodos se caracteriza por tener una tensión de conducción muy baja (aproximadamente de 0,2 Volt). Por contra tienen una corriente inversa²³ algo más alta y muy dependiente de la temperatura. Por lo demás, todo lo explicado para los diodos es aplicable a los *schottky*. En resumen, *el conjunto se comporta cómo un diodo zener simétrico con una tensión de conducción de aproximadamente 4,2 Volt a 0,5 mA*.

Si nos fijamos, la salida del operacional U2 tiene en serie una resistencia R5. El conjunto resistencia y *zener simétrico* funciona igual que el regulador a diodo zener de la figura 3.8. Cómo ya hemos visto, este comparador tendrá a su salida una tensión positiva o negativa respecto a V_{ref} , sin término medio. En consecuencia, en V_c , tendremos una tensión de aproximadamente 4,2 Voltios positivos o negativos respecto a V_{ref} . Cuando se alimenta a $\pm 4,5$ Voltios y la resistencia de carga es la del circuito, el TL071 es capaz de proporcionar excursiones algo inferiores a $\pm 3,5$ Volt. Esto nos deja un margen de 1 Volt en la resistencia R5, que por tanto se verá atravesada por una corriente de 0,5 mA (corriente que circula por V_{ref} , y ha sido decisiva para calcular el valor de la corriente de polarización por R15 y R16). La resistencia R5 es la única que deberíamos cambiar si el circuito ha de funcionar a tensiones muy diferentes de la especificada o si usamos un amplificador operacional diferente.

Tomar la realimentación del comparador del punto de unión de R5 con el *zener simétrico*, nos permite disponer de una tensión simétrica y estable de salida y de compara-

²¹Es muy común que los equipos electrónicos dispongan de una alimentación simétrica que entregue, por ejemplo, +12 Volt, señal de masa y -12 Volt. A esto se llama alimentación simétrica. Una fuente de alimentación como la que hemos diseñado no es una fuente simétrica, como no lo es una simple pila de 9 Voltios. Sí se podría obtener una fuente simétrica a partir de dos pilas de igual tensión, asumiendo para ellas la misma descarga. Raramente se hace.

²²“Normales” quiere decir, de unión de dos materiales semiconductores tipo P y N. Los diodos Schottky se fabrican como unión de un metal y un material semiconductor.

²³La corriente que pasa por el diodo cuando se polariza en inverso. Por ejemplo el 1N4148 (diodo de unión PN) tiene $I_r < 25$ nA a 20 V y el 1N5711 (diodo de unión Schottky) presenta valores típicos de I_r de 30 nA a 25°C y 1 μ A a 75°C, ambos a 20 V de tensión inversa.

ción, y en consecuencia de una tensión triangular simétrica y muy precisa. Simétrica en cuanto que igual en las variaciones positivas y negativas, y estable en cuanto que poco dependiente con la tensión de alimentación o la frecuencia.

El circuito que rodea U3 constituye un convertor de forma de onda triangular a una forma de onda aproximadamente sinusoidal. Simplificando un poco, la segunda se obtiene a base de achatar las crestas de la primera. Esto se puede lograr mediante un circuito no-lineal que presente una ganancia inferior con tensiones de salida grandes que con tensiones pequeñas, y esto es lo que hace un diodo. Mediante un juego de valores de componentes obtenidos unos de forma experimental y otros de forma analítica, logramos un convertor que, sin ser de precisión, tiene una respuesta de una calidad razonable. No vamos a ganar ningún concurso de sinudoides, pero la que obtenemos es bastante digna. La tensión de salida que permite obtener es de unos 420 mV de pico.

El circuito montado en torno a U4 es un conocido amplificador operacional realimentado que permite por un lado, seleccionar la fuente de señal mediante un conmutador, que a través de resistencias de un valor cuidadosamente escogido permite obtener una tensión de pico igual para cada una de las fuentes de señal. Asimismo, el usar un potenciómetro en la realimentación permite ajustar el nivel de salida entre cero y una tensión que se ha ajustado a 2 Voltios de pico.

La salida del amplificador está desacoplada en continua y se ofrece a un conmutador que permite elegir entre salida de tensión máxima de 2 Voltios de pico o de 200 mV. De este modo es posible realizar un ajuste más fino cuando se requiere generar señales de bajo nivel.

Por una razón similar, se ha decidido separar la banda de audio en dos bandas (50 Hz a 1 kHz y 1kHz a 20 kHz) con un margen de variación de 1 a 20 (la que tienen R1 y R2). Asimismo, las bandas tienen una relación de frecuencias de 1 a 20 (la que tienen los condensadores C1 y C2//C3²⁴). La selección de la banda de trabajo se realiza con J1, y el ajuste de la frecuencia con R2. De este modo es posible un funcionamiento muy estable, y fijar con facilidad la frecuencia de trabajo, cosa que no sería factible si se usara una única banda.

8.11.5. Posibles mejoras en el generador de funciones

Las señales de salida del generador presentan una leve distorsión en los picos de las señales triangulares y sinusoidales. Se deben a las pequeñas variaciones producidas en la tensión de referencia (V_{ref}) en las conmutaciones del comparador. Esto es debido a que la corriente que atraviesa R5 modula la tensión de referencia. Si no existieran los condensadores de filtrado, sobre el nivel de continua de $V_{cc}/2$, tendríamos una señal cuadrada de bajo nivel. Los condensadores C6/C7 filtran esta señal, que sólo es apreciable en las conmutaciones.

Existe una forma sencilla y muy efectiva de terminar con el problema, que se muestra en la figura 8.19.

El amplificador en esta configuración se denomina *seguidor de tensión*, ya que por el principio de tierra virtual, el amplificador intenta por todos los medios que la tensión de salida V_{ref} sea igual a la tensión del divisor, a la sazón, mitad de la tensión de alimentación.

²⁴Se ha decidido poner el paralelo de dos valores normalizados muy comunes para lograr una relación de valores precisa que no deje frecuencias por cubrir en las dos posiciones de J1.

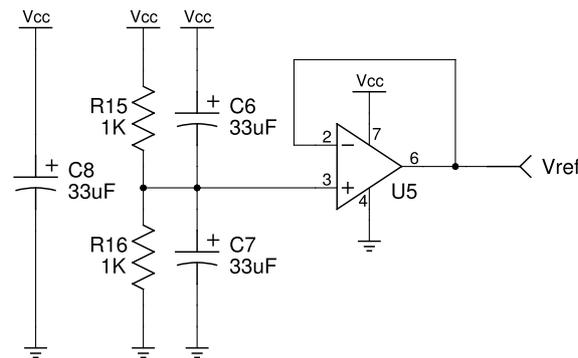


Figura 8.19: Obtención de una tensión de referencia muy estable

8.11.6. Detalles de implementación del generador

El esquema mostrado en la figura 8.12 utiliza cuatro amplificadores operacionales del tipo TL071. Casi cualquier otro amplificador operacional puede ser usado a cambio de vigilar la tensión de salida, y eventualmente, modificar el valor de R5.

Asimismo, existen circuitos integrados que integran dos o cuatro amplificadores operacionales en el mismo encapsulado (con los nombres de TL072 y TL074 respectivamente). El uso de estos componentes puede permitir un notable ahorro de espacio

8.12. Resumen del capítulo

A continuación se indican algunas de los conceptos aprendidos en el capítulo:

- La realimentación negativa consiste en tomar una muestra de la salida de un circuito inversor y aplicarlo de nuevo a la entrada.
- La ganancia en lazo cerrado de un amplificador realimentado como el de la figura 8.1 depende solamente del cociente de las resistencias de realimentación ($G = \frac{R2}{R1}$) si la ganancia en lazo abierto es *mucho* mayor que la ganancia en lazo cerrado.
- El *principio de tierra virtual* se aplica en un amplificador de alta ganancia realimentado. La tensión a la entrada del mismo puede considerarse nula.
- Las propiedades esenciales de un amplificador operacional son:
 - Ganancia en lazo abierto muy grande.
 - Entrada diferencial.
 - Corriente de entrada muy baja.
- El *producto ganancia por ancho de banda* (GWP) en un amplificador realimentado en tensión es constante.
- La realimentación negativa tiene las siguientes ventajas, que se verifican en la medida de que la ganancia en lazo abierto sea mucho más grande que la ganancia en lazo cerrado.
 - Estabiliza la ganancia de un sistema.
 - Mejora la respuesta en frecuencia.

- Disminuye la distorsión y el ruido.
 - Mejora las impedancias de entrada y salida, dependiendo del tipo de realimentación usada.
-
- La realimentación negativa puede producir sistemas potencialmente inestables. Se puede asegurar la estabilidad si la respuesta en lazo abierto del amplificador es cómo la de un filtro paso bajo RC de primer orden al menos hasta el punto en el que su ganancia es la unidad.
 - La realimentación positiva se usa en circuitos no lineales. Permite crear comparadores con histéresis: umbrales de comparación diferentes según el resultado de la comparación.
 - La realimentación positiva crea algo parecido a un incremento de la ganancia tal que impide que los circuitos queden en posiciones estables, llevándolos siempre a posiciones de saturación.

Capítulo 9

Realización de un amplificador de potencia

9.1. Introducción al capítulo

Ya hemos visto que los dispositivos electrónicos, basados en el uso masivo de transistores, son relativamente poco lineales. En el capítulo 10.3 veremos en detalle cómo una respuesta no lineal se convierte en distorsión, que, cuando es grande, produce un efecto audible muy desagradable, cómo a 'roto'. Cuando las señales puestas en juego son de bajo nivel, la no linealidad es baja y la distorsión pequeña. Conforme el nivel crece, el efecto de la no linealidad se hace más patente.

En una cadena de audio, el caso más desfavorable tiene lugar en el amplificador de potencia, donde las señales procesadas tienen niveles de tensión y corriente muy grandes. Por si fuera poco, los componentes pueden cambiar rápidamente de temperatura, y ya hemos visto cómo ésta tiene influencia en el comportamiento de los dispositivos basados en semiconductores. Por estas razones y muchas otras, el campo de los amplificadores de potencia es, aún hoy, muy activo, y hay mucho espacio para la investigación y la innovación. Tal vez resulte sorprendente, porque un amplificador de potencia es un circuito que requiere un número relativamente pequeño de componentes.

Por todo ello, hemos de recordar que en este capítulo solamente haremos una aproximación al problema, y lo haremos cómo viene siendo habitual, con una propuesta de montaje de un amplificador de potencia de calidad.

9.2. Cuestiones preliminares

9.2.1. Qué es un amplificador de potencia

Para un usuario doméstico, acostumbrado a ver equipos de audio de un reducido tamaño, el concepto de amplificador de potencia puede parecer algo difuso. Imaginemos el sistema de sonorización de un teatro. Existe una mesa de mezclas donde entran numerosas fuentes de sonido: micrófonos, lectores de CD, etc, y varias salidas: vías para la sonorización del local para el público y para el propio escenario (ya que de otro modo los artistas no se oirían unos a otros), etc.

Sabemos que, dependiendo de la capacidad del local, y mucho más si es al aire libre, las potencias puestas en juego pueden llegar a ser enormes (centenares de vatios por canal en interiores y miles si es para exteriores). La mesa de mezclas trabaja a un determinado nivel de señal (normalmente unos pocos voltios de pico sobre cargas de 600Ω). Conseguir decenas, centenas o miles de vatios sobre cargas de 4 a 8Ω es una tarea especializada de un artefacto específico: *el amplificador de potencia*.

Normalmente, un amplificador de potencia tiene una entrada de señal, una salida para altavoces, y solo a veces control de ganancia. En ocasiones también incluye indicadores de nivel de salida y/o de sobrecarga.

9.2.2. Altavoces

Antes de introducirnos en el mundo de los amplificadores, debemos hacer una vistia a los altavoces, que son los dispositivos que deben domesticar los amplificadores.

El problema que resuelve el altavoz es el de convertir una corriente eléctrica en *ondas acústicas de presión*. Las ondas de presión se logran mediante el desplazamiento de una superficie, que de este modo mueve el aire¹, y este movimiento se propaga, cubriendo una superficie cada vez mayor, por lo que la presión sonora pierde paulatinamente potencia. Y hemos hablado de ondas *acústicas* porque estas ondas de presión pueden ser detectadas por el oído humano si tienen un nivel y una frecuencia adecuados.

- **Nivel:** es experiencia de todos que si un sonido tiene un nivel excesivamente bajo, no puede ser escuchado. Del mismo modo, si tiene un volumen demasiado grande, puede resultar en extremo desagradable, el oído no lo percibe con calidad, y puede llegar a producir lesiones en el tímpano. Tradicionalmente se considera que el oído tiene un *margen dinámico* de unos 120 dB. Esto quiere decir que entre el ruido casi imperceptible de la hierba mecida por el viento y un avión supersónico hay una relación de potencias de doce órdenes de magnitud².
- **Frecuencia:** el oído de una persona normal puede percibir sonidos entre 20 Hz y 15 kHz. Aunque de forma habitual se considera que la banda de audio llega a 20 kHz, es absolutamente excepcional que un adulto puede llegar a oír esta frecuencia.

Pues bien, ya hemos visto que la misión de un altavoz es la de convertir una señal eléctrica en el movimiento de una superficie con un nivel adecuado, en un rango de frecuencias adecuado, y con una linealidad suficiente.

Sin entrar en demasiados detalles, podemos llegar a los siguientes razonamientos:

- Cuanto más grande sea la superficie en movimiento, mayor cantidad de aire moverá, generando una mayor presión sonora, pero más energía será necesario poner en juego para ello³.
- Cuanto mayor sea la superficie de la membrana, más pesará y más dificultades pondrá para moverse a gran velocidad o lo que es lo mismo, a alta frecuencia.

¹La descripción es válida para cualquier otro medio elástico. Por ejemplo, el *sonar*, es un sistema que emplea ondas de presión en el agua.

²El oído no puede cubrir esta enorme diferencia de manera instantánea. Si entramos en una fábrica muy ruidosa o en una discoteca, y permanecemos un rato, al salir, notamos cómo hemos perdido sensibilidad acústica. Podríamos decir que el oído se ha endurecido para soportar la agresión. Solo de este modo puede cubrir el margen dinámico mencionado.

³Un idea intuitiva es el esfuerzo que supone mover la mano abierta bajo el agua. El aire es más elástico, pero la dificultad es cualitativamente la misma.

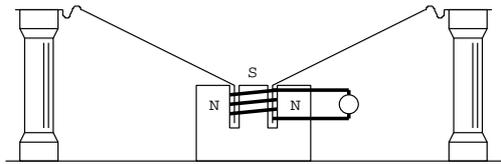


Figura 9.1: Esquema de un altavoz electrodinámico

- La superficie que movemos debe ser elástica. Conforme logramos más y más desplazamiento, el movimiento es menos lineal, en el sentido que fuerza doble no corresponde a movimiento doble sino a algo menos. Es obvio que existe un límite que si se supera, se produce una rotura física.

Con todo esto en la mente, resultará fácil intuir que la construcción de un altavoz no sea una tarea especialmente fácil. Y así es. Más aún, es la tarea más difícil de toda la cadena de procesamiento del sonido, la que más impacto tiene en la calidad final.

La mayor parte de los altavoces que se fabrican actualmente se basan en el *principio electrodinámico*: una corriente eléctrica que se mueve dentro de un campo magnético sufre una fuerza. Este es el principio en el que se basan, por ejemplo, los motores eléctricos. En la figura 9.1 se observa un generador que se conecta a una espira acoplada mecánicamente a una membrana sujeta mediante un material elástico a un soporte fijo, representado en la figura por unas columnas. La espira está inmersa en un poderoso campo magnético creado por un imán permanente. Cuanto más fuerte sea el campo, más fuerza producirá para una misma corriente eléctrica, por lo que el movimiento será más fuerte (el altavoz será más sensible) o se necesitarán menos vueltas de hilo (que pesarán menos).

Eléctricamente, el altavoz es un hilo de mayor o menor longitud. Aunque esté bobinado, el efecto inductivo es bajo comparado con el resistivo, aunque no despreciable (ver apartado 9.6). Por ello, un altavoz es eminentemente resistivo, y el valor de su impedancia es poco dependiente de la frecuencia⁴. Los fabricantes resuelven el compromiso entre la sección del hilo, y el número de vueltas de modo que la resistencia del altavoz es normalmente de 8Ω . Excepcionalmente es de 4Ω para elementos de gran potencia, ó $16/32 \Omega$ en pequeños cascos que trabajan a niveles muy bajos por estar muy cerca del oído.

Para terminar esta brevísima introducción a los altavoces, diremos que es muy difícil construir un altavoz capaz de mover grandes masas de aire (una presión alta) en todo el rango de las frecuencias de audio. Por esta razón, es muy común utilizar al menos una pareja de altavoces dentro de una misma caja. Uno de ellos reproduce las bajas frecuencias (*woofer*) y otro las altas (*tweeter*). Pero poner varios altavoces exige separar mediante filtros las señales que atacan a cada uno de ellos. No trataremos este punto por falta de espacio. Baste decir que no se trata de un tema trivial.

9.2.3. Medida de la potencia

Cuando trabajamos con señales sinusoidales, no vale la fórmula 2.6, que es válida para corriente continua. Para señales sinusoidales (y sólo para señales sinusoidales) se cumple que:

⁴La resistencia no es solo la del hilo, sino que existe una componente debida a la dificultad que existe en mover el aire. En gran medida esto es dependiente de la caja en la que se introduce el altavoz. El diseño de la caja tiene una importancia enorme sobre la calidad del sonido resultante (la respuesta en frecuencia) solo comparable a la calidad del altavoz mismo.

$$P = \frac{1}{2} V_p \cdot I_p \quad (9.1)$$

donde:

P es la potencia eficaz (también llamada *rms*)⁵.

V_p tensión de pico de la senoide

I_p corriente de pico de la senoide

Ejemplo: Imaginemos que tenemos el objetivo de construir un amplificador que entregue hasta 1 W (eficaz) sobre un altavoz de 8 Ω . La fórmula previa puede reescribirse cómo:

$$P = \frac{1}{2} \frac{V_p^2}{R} \quad (9.2)$$

donde R es la resistencia de carga

Resulta pues:

$$V_p = 4 V$$

$$I_p = 0,5 A$$

Es decir, para dar un vatio, necesitamos un amplificador capaz de entregar a su salida una tensión sinusoidal de 4 Voltios de pico sobre una carga de 8 Ω , lo que supondrá una corriente de 0,5 A de pico. A este punto debemos hacer unas observaciones:

- Un amplificador operacional como el TL017 no es capaz de ello. Necesitamos algo con más músculo. Existen amplificadores integrados, pero vamos a investigar un camino más instructivo.
- Se ha especificado corriente y la tensión porque a veces pudiendo dar una, no se puede dar la otra. Ninguno de los amplificadores mostrados hasta el momento es capaz de entregar medio amperio a su salida, aunque sí una señal de 4 V_p sobre una impedancia del alto valor.

Hemos nombrado la potencia con el apellido de eficaz. Este es el único parámetro ingenieril. El resto (potencia de pico, potencia musical, potencia máxima) están relacionados con el marketing, que es un aspecto importante, pero no es el nuestro.

9.2.4. ¿Cuánta potencia?

Cómo la potencia eléctrica se convierte en sensación de volumen sonoro depende de la eficiencia de la caja de altavoces (y no sólo del altavoz). La eficiencia de un altavoz se mide cómo el *nivel de presión sonora* (SPL, *Sound Pressure Level*) medido a un metro del altavoz cuando a este se entrega una potencia eléctrica de 1 W. Cifras típicas de eficiencia varían entre 85 y 95 dB, que corresponde a una sensación sonora entre la cabina de un avión a reacción y un tráfico urbano intenso.

Es decir, que un simple vatio puede hacer mucho ruido a un metro de distancia de la caja de altavoces..

⁵Root mean square, -raíz cuadrática media-, que es la que produciría el mismo calentamiento en una resistencia que el que disipa una potencia continua.

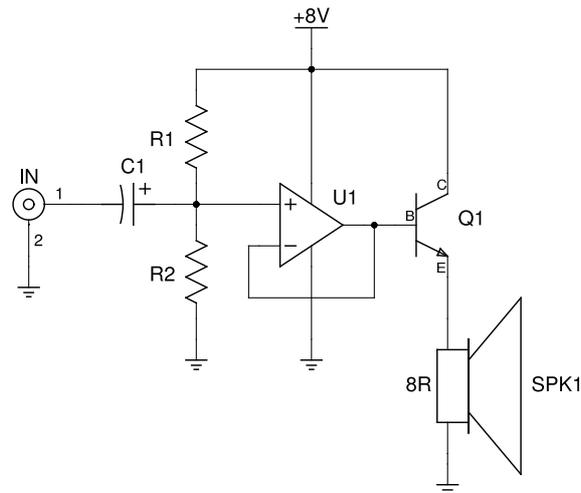


Figura 9.2: Amplificador con seguidor de emisor. No recomendado.

9.3. Una solución no demasiado buena

9.3.1. Amplificador con seguidor de emisor

Podríamos pensar en un amplificador basado en un seguidor de emisor como el que se muestra en la figura 9.2. Tiene su lógica, porque hemos visto que el circuito seguidor de emisor tiene una impedancia de salida muy baja, lo que es decir que puede vérselas con cargas de bajo valor.

Las resistencias R1 y R2 forman un divisor resistivo que polarizan la entrada no inversora en torno a la mitad de la tensión de alimentación. Como el condensador C1 tiene un valor alto, la tensión en este punto será aproximadamente igual a la de la entrada desplazada en torno a la mitad de la tensión de alimentación. La realimentación negativa se encarga de que las dos entradas del operacional sean iguales en todo momento. A causa de esto, en reposo la tensión de salida será de $\frac{V_{cc}}{2}$.

Sin embargo, este circuito plantea un par de problemas:

- El cono del altavoz está permanentemente desplazado, ya que es atravesado por una corriente de 0,5 A, pudiendo variar entre 0 y 1 A. Como los altavoces se diseñan para que el cono tenga la posición de reposo con corriente nula, esta corriente continua provocará una mayor distorsión, y calentamiento del hilo del altavoz, que se ha diseñado para lidiar con señales sinusoidales positivas y negativas.
- La potencia disipada es enorme. Incluso en reposo, el circuito disipa⁶ 4 W, lo que es una potencia considerable, considerando que esto sucede antes de que haya empezado a sonar la música.

Sin embargo, la idea no es mala del todo: es un buen comienzo, porque es un diseño que ofrece baja distorsión.

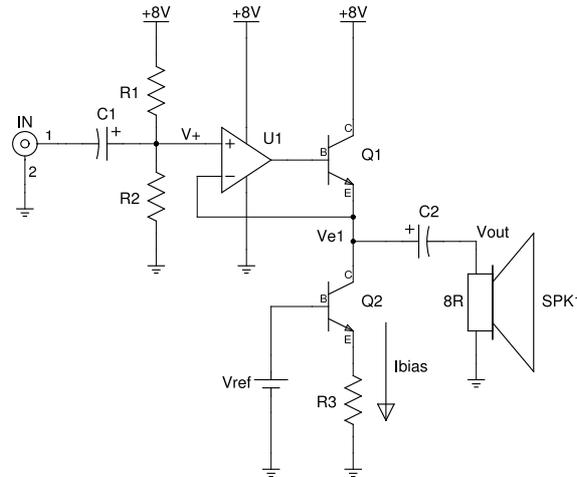


Figura 9.3: Amplificador con seguidor de emisor con desacoplo de continua

9.3.2. Amplificador con seguidor de emisor y salida desacoplada en continua

El circuito de la figura 9.3 incorpora dos novedades respecto a de la figura 9.2): se añade un condensador de salida (C2), y una fuente de corriente constante construida en torno a Q2. Estos dos aditamentos resuelven el problema de la continua en el altavoz, sin dar -por el momento- una solución al problema del excesivo consumo de potencia.

El uso de un condensador de acoplo es una técnica muy usada cuando debemos usar una fuente de alimentación no simétrica, cómo sucede en un aparato con alimentación a pilas o baterías, y por ello nos detendremos en el asunto. Sólo al final del capítulo nos aventuraremos a quitar el condensador de acoplo.

Para comprender el funcionamiento de éste circuito será de gran ayuda el representar mentalmente las tensiones cómo altura. Tenemos que imaginarnos que la tensión de base del transistor sube, y con ella, la tensión de emisor. El condensador, que siempre está cargado a una tensión de $\frac{V_{cc}}{2}$, se representa en todo momento con la misma separación entre armaduras. A la fuente de corriente, le es indiferente la tensión entre sus bornas: es cómo un muelle que puede estirarse mucho o encogerse, siempre sujeto a ciertos límites⁷. La tensión en el altavoz subirá, bajará o llegará a tener una tensión inversa y conforme a ello moverá su membrana. La figura 9.4 representa gráficamente esta variación de tensiones, para entrada de 0, 2 y -2 Voltios de entrada sobre la referencia de $\frac{V_{cc}}{2}$.

Una vez que se ha logrado visualizar mentalmente lo que sucede, es fácil poner números a las tensiones y corrientes:

- En reposo, $V_b = \frac{V_{cc}}{2}$, $V_{out} = 0$
- Tensión de entrada positiva: $V_+ = V_{e1} > \frac{V_{cc}}{2}$, $V_{out} > 0$. El altavoz exige ser atravesado por una corriente positiva. Cómo la fuente de corriente impone una corriente de polarización, la corriente extra demandada por el altavoz sólo puede provenir de Q1. Ver figura 9.5.

⁶Esta vez, volvemos a potencias de continua $P = IV$ con $I=0,5$ A, $V=8$ V.

⁷La mínima tensión de colector es $V_{Cmin} = V_{ref} - V_{BE} + V_{CEsat} \sim V_{ref} - 0,5$ V

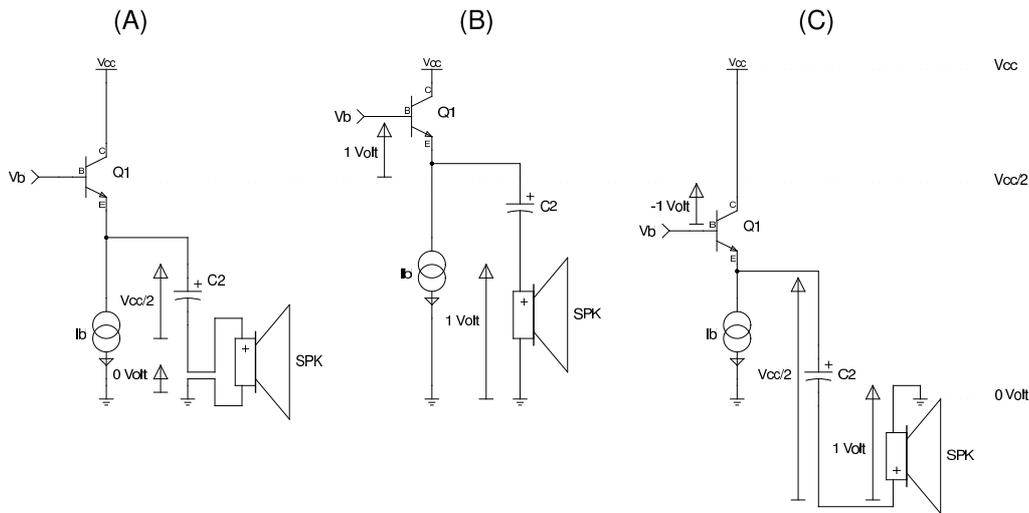


Figura 9.4: Representación gráfica de la variación en el tiempo de la tensión de salida con condensador de acople

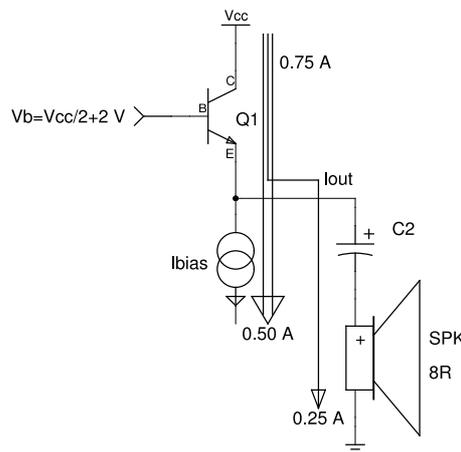


Figura 9.5: Tensiones positivas con condensador de acople salida

- Tensión de entrada negativa: $V_b = V_{e1} < \frac{V_{cc}}{2}$, $V_{out} < 0$. El altavoz exige ser atravesado por una corriente negativa, que sólo puede conseguirse si Q1 proporciona menos corriente de la que se traga Q2. Ver figura 9.6.

Recapitemos:

- En los semiciclos positivos, el transistor Q1 proporciona un extra de corriente (sobre el valor de polarización, I_{bias}) que atraviesa el altavoz en sentido positivo. En los semiciclos negativos, Q1 da una corriente inferior a la de polarización, lo que resulta una corriente neta en el altavoz en sentido negativo.
- El condensador C2 actúa como una pila cargada a $\frac{V_{cc}}{2}$. Pero su capacidad de mantener la tensión de la 'pila' intacta es limitada, sólo si debe hacerlo por un periodo de tiempo razonablemente pequeño, o lo que es lo mismo, si la frecuencia de la señal es razonablemente alta. Si la frecuencia es pequeña, los ciclos son muy largos, y puede producirse la descarga paulatina del condensador.

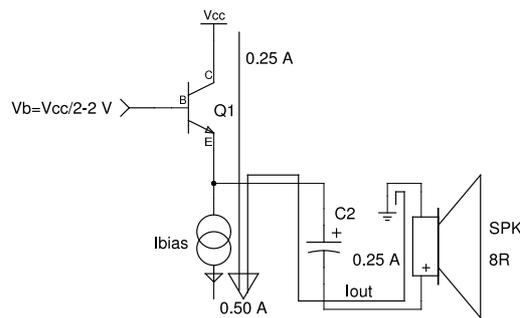


Figura 9.6: Tensiones negativas con condensador de acoplo salida

9.3.3. Condensador de acoplo en la salida

El condensador de salida puede ser visto desde otro punto de vista: la estructura condensador-altavoz corresponde a un filtro paso alto, donde la R es la resistencia del altavoz y la capacidad es $C2$ (ver apartado 2.6.6). La frecuencia de corte de este filtro para los valores mostrados es de 70 Hz.

Merece la pena detenerse un instante en este punto: cómo a 70 Hz la impedancia reactiva del condensador y el altavoz tiene el mismo valor, la tensión de salida se repartirá a partes iguales entre altavoz y $C2$, de modo, que la amplitud de salida será la mitad de la disponible a la salida del amplificador. Además, el filtro provoca un desfase de corriente y tensión. Si en vez de usar señales sinusoidales usamos otra forma de señal -por ejemplo cuadrada-, veremos que la forma de onda de salida está apreciablemente distorsionada para frecuencias por debajo de 1 kHz. En el apartado 10.2.1 hay pistas para poder resolver el enigma.

No sería demasiado complicado estudiar cómo varía en el tiempo la tensión en bornas del condensador con una señal cuadrada de salida, que provoca en la carga corrientes de $\pm I$.

Ejemplo: Si la corriente de salida es una señal cuadrada de $\pm 0,5$ A con una frecuencia de 500 Hz (1 ms por semiperiodo), la variación de la tensión en el condensador de $2200 \mu\text{F}$ es de 0,2 V (frente a los 4 Voltios de la señal). La distorsión de la forma de onda es visible en el osciloscopio.

Por cualquiera de los dos métodos llegaríamos a idénticas conclusiones, porque los *dominios del tiempo* y la *frecuencia* están relacionados entre sí. Son cómo caras de una misma moneda.

Pues bien, si queremos mejorar la respuesta en bajos -en baja frecuencia- del amplificador, debemos incrementar la capacidad del condensador de salida $C2$. Lo óptimo sería eliminarlo, pero no será posible por el momento.

El uso de un condensador en serie con la carga tiene otros inconvenientes, además del mencionado:

- En vista del valor de capacidad requerido, resultará un componente (relativamente) caro y voluminoso, especialmente si el amplificador trabaja con altas tensiones de alimentación.
- El valor de la *resistencia serie efectiva* (ESR) del condensador puede no ser despreciable comparado con la del altavoz. No sólo disminuirá el nivel de salida, sino que a altas potencias el condensador se calentará y disminuirá su vida útil.

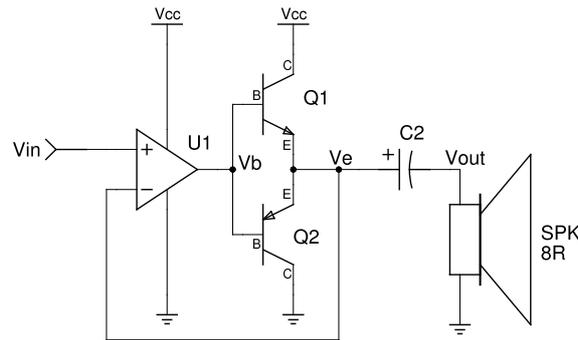


Figura 9.7: Etapa de salida amplificador en clase B. No recomendado.

- Al dar alimentación al amplificador, el condensador está descargado. El proceso de carga produce un 'blop' en el altavoz, que en ocasiones es desagradable.

Por estas razones, los condensadores serie se usan solamente en equipos de baja potencia, alimentados con fuentes no simétricas, pero es excepcionalmente raro ver un amplificador de estas características que no lo use.

9.4. Mejorando la eficiencia

9.4.1. Amplificador en clase B

El amplificador anterior tiene una calidad de sonido sobresaliente. Tanto es así, que arquitecturas similares son usadas en la práctica bajo el nombre de Clase-A, que goza de la aureola de la baja distorsión. Pero los amplificadores en clase A presentan un grave problema: en el ejemplo anterior, un equipo capaz de dar 1 W de potencia, disipa 8 W en reposo, sin entregar señal alguna a la salida. Esto es inaceptable para equipos alimentados por baterías o portátiles, e indeseable cuando están alimentados por la red. Supongamos que queremos hacer una amplificador de 100 W: desalojar tal cantidad de calor no es asunto trivial, exige ventilación forzada -delicada y siempre ruidosa- y disipadores enormes.

Para resolver este problema se inventó la Clase-B de amplificadores. Veamos la figura 9.7. La salida del amplificador operacional ataca las bases de dos transistores complementarios, configurados como seguidores de emisor. Con este sencillo método, hemos logrado que el consumo de corriente en ausencia de señal sea nulo, ya que en estas condiciones no hay circulación de corriente por los transistores o la carga.

Pero la etapa de salida tiene un inconveniente muy grave: debido a los requisitos de polarización de los transistores, la etapa tiene una zona insensible en torno a la mitad de la tensión de alimentación, de modo que tensiones de base con amplitudes inferiores a $1 V_{pp}$, apenas producirían circulación de corriente en las bases de los transistores, y por ende, en la carga. La figura 9.8 representa la tensión de base y de emisor de una etapa AB cuando se inyecta en la base señales sinusoidales. El codo que tiene lugar en la tensión de salida (emisor) en los cruces por cero se denomina *distorsión de cruce* y no existía en los amplificadores en Clase-A.

Podríamos pensar que metiendo la etapa de salida dentro de un bucle de realimentación negativa se podría resolver este problema. Y ciertamente, la distorsión se atenúa, pero hemos de tener en cuenta que la ganancia de la etapa de salida en la zona de cruce

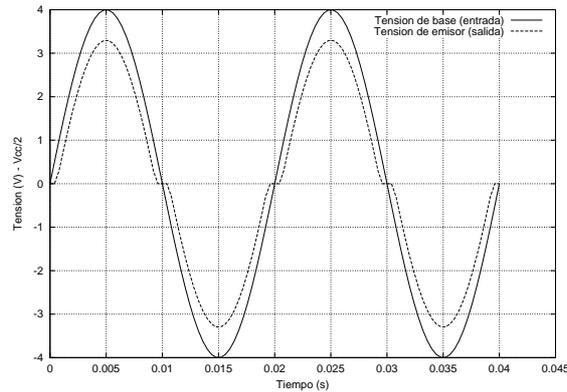


Figura 9.8: Tensión de salida en una etapa en clase B sin realimentación

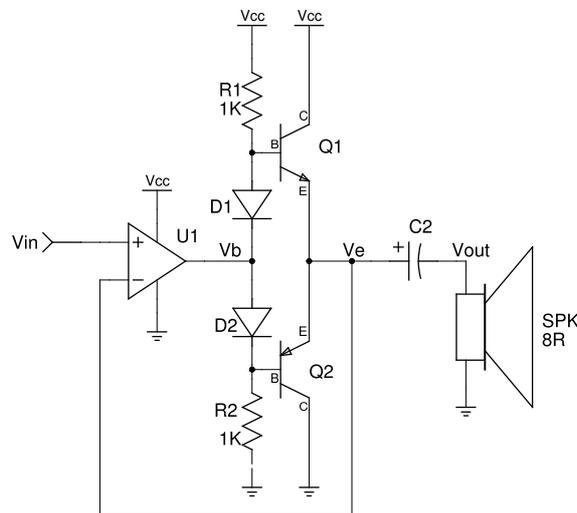


Figura 9.9: Etapa de salida amplificador en clase AB

es muy baja, casi nula, y la realimentación sólo logra sus objetivos cuando la ganancia en lazo abierto es mucho mayor que la deseada. Por muy alta que fuera la ganancia de una etapa previa, la realimentación no podría eliminar completamente la distorsión de cruce. Este tipo de distorsión es bastante desagradable⁸ y afecta más a las señales de bajo nivel que a las de alto⁹.

No debería por tanto sorprendernos que en el esquema de la figura se haya incluido la etapa de salida dentro del lazo de realimentación porque un amplificador así solo podría funcionar realimentado, a causa de la la distorsión de cruce.

Para concluir, baste decir que la arquitectura mostrada en la figura 9.7 no se usa en la práctica.

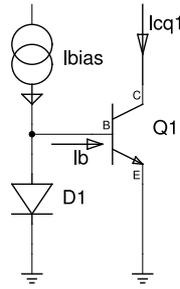


Figura 9.10: Polarización etapa de salida

9.4.2. En el término medio está la virtud

La combinación de lo mejor de la clase A con la Clase B, resulta en... la clase AB. En la figura 9.9 se muestra un ejemplo de una etapa de salida en clase AB. Un par de diodos polarizan las bases de los transistores de salida, que de este modo se encuentran en el punto de conducción. Cada uno de los transistores se comporta como un seguidor de emisor en la mitad de los semiciclos de la señal. Pero no vayamos tan deprisa. Hemos dicho que los diodos polarizan los transistores en el punto de conducción... ¿exactamente en el punto de conducción?. Más aún ¿cual es el punto de conducción?. En estas preguntas se haya el nudo gordiano de la cuestión, por lo que merece que nos detengamos un poco en este asunto.

9.4.3. Lo importante es polarizar

La corriente de polarización es lo que distingue la clase AB de las clases A y B. Una corriente de polarización alta nos permitirá obtener una linealidad muy buena a costa de un consumo elevado, y una polarización muy baja disminuye el consumo en reposo a costa de una mayor distorsión. Nos gustaría poder fijar la polarización de la etapa de salida -o lo que es lo mismo, su corriente de reposo- de forma estable y precisa, sin dependencias de la carga, temperatura o envejecimiento.

Si nos fijamos en la etapa de salida de la figura 9.9, y tenemos en cuenta que en reposo el circuito es perfectamente simétrico, en virtud de esta simetría podemos intuir que la tensión V_e es igual a V_b . Por ello, podemos unir estos dos puntos y, simplificando el esquema llegamos a la figura 9.10, que nos resulta más fácil de analizar.

Nos gustaría ver de qué parámetros depende la corriente de reposo de colector¹⁰ I_{CQ1} .

La caída de tensión en el diodo y en la unión base emisor es aproximadamente la misma (entre 0,6 y 0,7 V). La primera depende de una corriente forzada externamente (I_{BIAS}), y la segunda de la corriente de base, o lo que es lo mismo, de la de colector y de la ganancia en corriente. Y ambas de la temperatura.

$$V_{D1}(I_{BIAS}, T_{D1}) = V_{BE1}\left(\frac{h_{FE}}{I_{CQ1}}, T_{Q1}\right)$$

Esta dependencia con la temperatura es problemática:

⁸No todas las formas de distorsión suenan igual de mal.

⁹La distorsión puede modelarse como una señal indeseada que se suma a una señal perfecta, suma que es igual a la señal obtenida. Como la distorsión se produce en los pasos por cero de la señal y tiene un nivel bastante independiente del nivel de salida, la relación de potencias entre la distorsión y la señal de salida disminuye con niveles crecientes de señal.

¹⁰ I_{CQ1} porque es la corriente de reposo -quiet- del colector de Q1

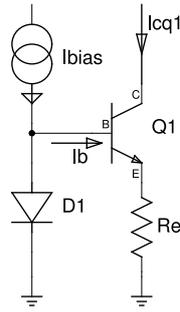


Figura 9.11: Polarización mejorada de etapa de salida

- Una unión semiconductor tiene dependencias fuertes de la corriente con la temperatura. Para una misma caída de tensión, una variación de temperatura de 30 °C multiplica por 16 la corriente.
- Un amplificador de potencia se calienta al manejar potencias considerables¹¹. Por más que intentemos acoplar térmicamente¹² transistor y diodo -cosa que debe hacerse cuando las potencias son grandes- el transistor siempre estará más caliente que el diodo porque el transistor es fuente de calor.

Una solución mejorada es la que se muestra en la figura 9.11. Una resistencia de emisor de bajo valor permite una regulación mayor de la corriente de colector, ya que es esta, y no la de base, la que entra a formar parte de la ecuación.

$$V_{D1}(I_{BIAS}, T_{D1}) = V_{BE1}\left(\frac{h_{FE}}{I_{CQ1}}, T_{Q1}\right) + R_e \cdot I_{CQ1}$$

Cuanto mayor peso tenga el segundo término del sumatorio, menor influirá en la corriente de colector de Q1 la ganancia en corriente (que es variable con la tensión de colector) y la temperatura de Q1, que hemos visto está sujeta a variaciones fuertes.

Sin embargo, considerando que la corriente de salida está determinada por la potencia requerida, un valor demasiado alto para Re provocará una reducción de la tensión de salida (está en serie con el altavoz, de bajo valor ohmico), y calentamiento. Se trata pues de un valor de compromiso.

Ejemplo: Si $R_e=1 \Omega$, $I_{BIAS}= 1 \text{ mA}$, I_{CQ1} varía entre 1,32 mA (0°C) y 1,13 mA (60°C) de forma aproximadamente lineal. Estos datos se han obtenido por simulación.

Si el valor de Re tiene un margen estrecho de variación, lo óptimo sería regular la corriente de reposo (I_{CQ1}) con la tensión de base¹³. Esta idea, podría realizarse de dos posibles maneras:

- Diodo y resistencia (figura 9.12): El esquema es bastante intuitivo: la corriente de polarización (I_{BIAS}) fija la tensión de base (V_B), que a su vez determina la corriente de polarización. Tras complejos cálculos, se pueden llegar a relaciones de corrientes que minimizan la dependencia de la corriente de polarización con la temperatura.

¹¹Un simple vatio produce un calentamiento apreciable en un transistor de baja o media potencia.

¹²Unirlos para que estén a la misma temperatura, o al menos, muy similar

¹³La corriente obtenida en el ejemplo anterior es demasiado baja para reducir notablemente la distorsión de cruce.

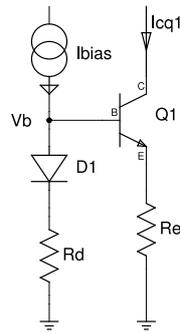


Figura 9.12: Opción para mejorar control de corriente de polarización salida

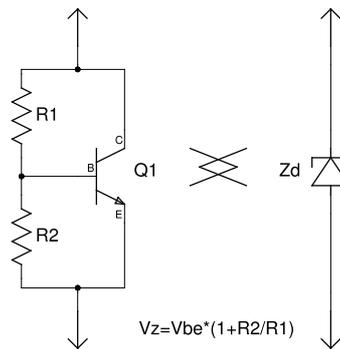


Figura 9.13: Diodo zener sintético

- Diodo de tensión variable (figura 9.13): este circuito se comporta como un diodo zener con una tensión de avalancha que no depende de su construcción como aquellos, sino del cociente entre dos resistencias. Basta sustituir alguna de las resistencias por un potenciómetro para lograr el deseado ajuste. Esta técnica es muy usada.

La corriente de polarización no es fácilmente predecible mediante calculos aproximados pues resultan ecuaciones con términos exponenciales que no sabemos resolver. La forma más sencilla de abordar el problema es por simulación (mediante el programa SPICE¹⁴) o por prototipado. En última instancia nuestra capacidad predictora no es tan decisiva -para eso tenemos herramientas poderosas- pero una aproximación analítica al problema nos permite estar seguros de que el resultado obtenido va a ser estable y repetible en una producción en serie o ante la sustitución de un componente por otro. Y esto es algo que la simulación o el prototipado ciego son incapaces de precisar.

Ejemplo: La simulación del circuito de la figura 9.12 con I_{bias} de $900 \mu A$, $D1=1N4148$, $R_e=1 \Omega$, $D1$ y $Q1$ usando los modelos del 1N4148 y BD135 suministrados por los fabricantes indican el siguiente resultado: I_{CQ1} 19 mA @ $0^\circ C$, 15 mA @ $60^\circ C$; $V_B=750$ mV @ $0^\circ C$, 640 mV @ $60^\circ C$. Estas corrientes de reposo son muy adecuadas para combatir la distorsión de cruce.

¹⁴SPICE, *Simulation Program with IC Emphasis*, no es UN programa, sino EL programa de simulación electrónica por excelencia. Una de sus mayores virtudes es la de contar con modelos bastante completos de dispositivos electrónicos básicos como transistores y diodos. Y los defectos son varios: habituales problemas de convergencia, su manejo no trivial, la necesidad de disponer de parámetros adecuados de los dispositivos a simular. Para ciertas aplicaciones insustituible, y para otras, el método más eficiente de perder el tiempo. Fue desarrollado por la Universidad de Berkeley en los años 70 para dar soporte al desarrollo de circuitos integrados. Existen versiones de dominio público para casi todos los sistemas operativos, porque el código es pseudo-abierto.

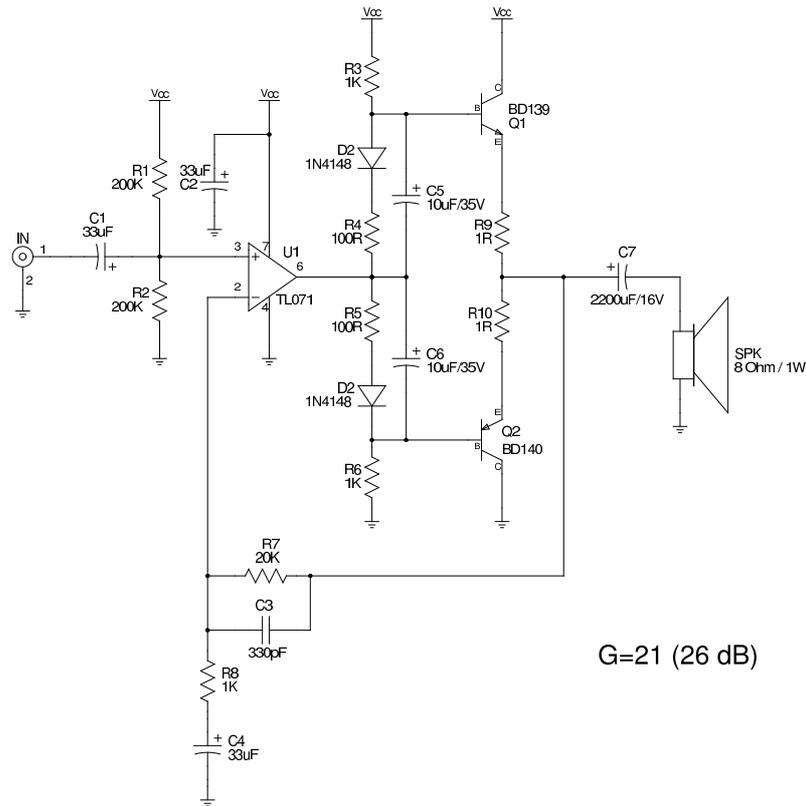


Figura 9.14: Esquema completo de un amplificador en clase AB

9.4.4. Esquema ¿final?

En la figura 9.14 se muestra el esquema final de un amplificador de potencia en clase AB, en el que se resumen los avances que hemos ido haciendo.

Ya hemos visto en los anteriores ejemplos que el lazo de realimentación incluye la etapa de salida, pero no debe sorprendernos porque sabemos que a realimentación hará un buen trabajo de reducción de la distorsión, y más concretamente, de la distorsión de cruce, que aunque mejorada en una etapa de salida de clase AB, sigue estando presente. Y siempre que hay realimentación debemos preguntarnos por la estabilidad. Cómo la etapa de salida funciona cómo un seguidor de emisor, su ganancia es levemente inferior a la unidad, y el ancho de banda muy grande. Esto quiere decir que el polo dominante del amplificador asegura la estabilidad del sistema, o dicho de otro modo: la ganancia en lazo abierto del amplificador operacional y la etapa de salida es muy similar a la del operacional solo.

El amplificador operacional está configurado para una ganancia no inversora de 21 (26 dB). Nada impediría convertir la resistencia R7 en un potenciómetro para controlar la ganancia y por ende, el volumen de salida, pero muchas veces no es necesario¹⁵. Además, hacerlo de este modo impediría obtener ganancia nula, lo que siempre sería deseable.

Las resistencias R1 y R2 polarizan la entrada inversora del amplificador a la mitad de la tensión de alimentación, lo que permite obtener el máximo margen dinámico en la

¹⁵El autor ha usado este amplificador para la salida de audio de un PC. Si el control de volumen se hace desde el ordenador de forma cómoda, no es necesario introducir más elementos de control de ganancia.

salida. El condensador C1 permite que la entrada inversora esté polarizada a $\frac{V_{cc}}{2}$ (y por ende, la salida de la etapa antes del condensador de acoplo C7) pero en alterna, unida a la masa de la señal.

El condensador C3 reduce el ancho de banda del amplificador, dotándole de una respuesta paso bajo¹⁶. La frecuencia de corte es $F_c = \frac{1}{2\pi \cdot R7 \cdot C3}$. Una respuesta extendida mucho más allá de la banda audible no mejora la calidad del sonido y es vía libre para el ruido y la distorsión.

Pueden llamarnos la atención los condensadores C5 y C6. Éstos permiten que las bases de transistores estén virtualmente unidos a la salida del operacional en alterna. Esto evita la caída de tensión en la componente resistiva en el circuito de polarización, mejorando por tanto la linealidad de la etapa de salida.

9.4.5. Prestaciones

Al prototipar el circuito nos llevamos la desagradable sorpresa de que la tensión de salida máxima sin distorsión del circuito es de $1,9 V_p$, lo que suponen 0,2 W de potencia en el altavoz. El amplificador suena alto y claro, pero la autoestima ha quedado por los suelos: ¿quien puede presumir con algo así?. Parece que la única posibilidad es decir que tiene doscientos milvatios, con la esperanza de que alguien escuche doscientos mil vatios. Mientras tanto, seguiremos peleando.

El recorte del margen dinámico se debe a la incapacidad de la etapa de salida de dar la elevada corriente que se requiere. Veamos cual es la situación: los BD139/140 tienen una ganancia en corriente (h_{FE}) de 25 (mínimo). En la figura 9.15 se muestra la distribución de corrientes cuando la salida del operacional está a tensiones cercanas a la alimentación, intentando sacar el máximo nivel de salida. Supongamos que la tensión de salida es de 1V, lo que exige una corriente de colector de 125 mA. La corriente de base será inferior a 5 mA. Esta corriente, sobre la resistencia de polarización de la base de 1 K Ω corresponde a 5 V. La tensión de base no puede subir más¹⁷. Podríamos intentar bajar su valor, pero entonces nos encontraremos con que el amplificador operacional limita su margen dinámico al serle demandado más corriente de salida de la que puede dar.

Hay muchas posibles soluciones la problema, pero necesitamos una solución contundente.

9.5. ¡Mas madera!

9.5.1. Supertransistores

El problema es el de una baja ganancia de corriente de los transistores de salida. Los transistores de potencia, por cómo son construidos para soportar altas corrientes, tienen necesariamente baja ganancia. Si lo que se pretende es aumentar la ganancia en corriente, la solución natural es la de unir dos transistores, de modo que la corriente de colector de uno se aplique a la base del siguiente, lográndose una multiplicación neta de las ganancias de ambos. Podríamos pensar en construir un super-transistor de alta ganancia. Hay varias formas de abordar el problema, y entre ellas las siguientes:

¹⁶Dejamos al lector el ejercicio de sustituir la impedancia equivalente del paralelo de R7 y C3 en las ecuaciones de la ganancia.

¹⁷Que en el prototipo se haya obtenido mayor nivel de salida se debe a que los transistores usados tienen mayor ganancia en corriente del valor mínimo especificado por el fabricante. Un diseño robusto exige trabajar con los parámetros peores y no con los típicos.

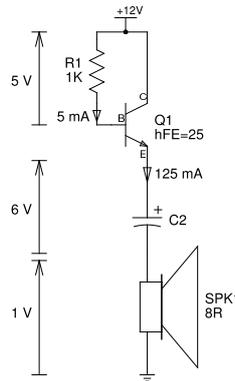


Figura 9.15: Detalle tensiones de pico en el amplificador Clase AB

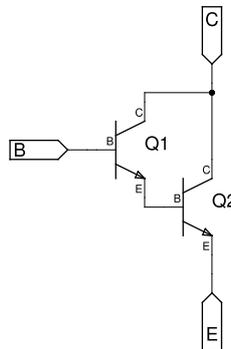


Figura 9.16: Supertransistor darlington NPN

- *Etapa darlington* (figura 9.16). Es una idea muy intuitiva, y en esto reside su mayor virtud. El supertransistor tiene una tensión de base-emisor aproximadamente doble (por lo que perdemos margen dinámico), pero no es este su único inconveniente, sino que este nuevo transistor es muy lento, y en la banda de audio presenta ya problemas de ancho de banda.
- *Transistores complementarios*: si hacemos uso de un transistor PNP y uno NPN, podemos construir un nuevo transistor NPN, mostrado en la figura 9.17. La unión base-emisor del supertransistor es la de Q1. La corriente de colector de Q1 pasa toda por la base de Q2 que la multiplica por su ganancia en corriente. La corriente de emisor del super transistor es la suma de las corrientes de emisor de Q1 y colector de Q2, siendo esta última la dominante.

Algunas características del super-transistor complementario son:

- $V_{BEsuper} = V_{BEQ1}$
- $V_{CEsatSuper} = V_{BEQ2} + V_{CEsatQ1} \sim 0,9 V$
- La ganancia en corriente es aproximadamente igual al producto de las ganancias $h_{FEsuper} \sim h_{FEQ1} \cdot h_{FEQ2}$. Tendrá cierta dependencia con la corriente de colector, porque ninguna de las dos ganancias es demasiado lineal.

Y de nuevo nos encontramos con una cierta deficiencia al trabajar a alta frecuencia: si crece la tensión de base-emisor de Q1, la corriente de colector sube rápidamente. Pero

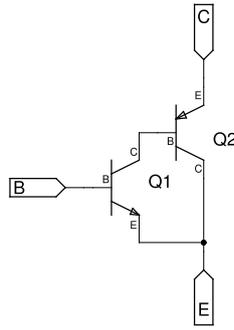


Figura 9.17: Supertransistor complementario NPN

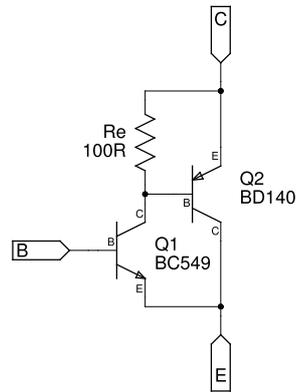


Figura 9.18: Supertransistor complementario NPN mejorado

si la tensión base-emisor de Q1 baja súbitamente, el transistor Q1 se corta, dejando de suministrar corriente a la base de Q2, y la capacidad parásita que hay en la unión base-emisor de Q2 (C_{be} , de unas decenas de pF) mantiene por unos instantes la corriente de colector de Q2.

Para atenuar este problema, se puede añadir una resistencia de bajo valor en paralelo de la unión BE de Q2, que se encargaría de acelerar la descarga del condensador parásito C_{BE} de Q2, tal y cómo se muestra en la figura 9.18.

Esta resistencia añade una novedad en la polarización: para que el super-transistor funcione correctamente, es necesario polarizar la unión BE de Q2, y por tanto una corriente extra de colector de Q1, lo que implica una leve corriente de polarización de la base de Q1, que se suma a la necesaria para la polarización general. Nada dramático, en definitiva.

Ejemplo: Si R_1 es $100\ \Omega$, necesitaremos $I_{CQ1} > 6\ \text{mA}$ para polarizar Q2. Si $h_{FE1} > 200$, la corriente de base extra para polarizar Q2 es inferior a $30\ \mu\text{A}$.

Una vez que disponemos ya de un supertransistor, vamos a ver cómo incorporarlo a la etapa de salida. Una forma de resolver el problema, una de las *muchas* que hay, se puede ver en la figura 9.19, en la que se muestra una evolución del concepto.

9.5.2. A la conquista del vatio

Con tan poderoso componente parece que está ya logrado el ansiado objetivo de obtener (al menos) una potencia de 1 W sobre una carga de $8\ \Omega$. Si repetimos los cálculos en

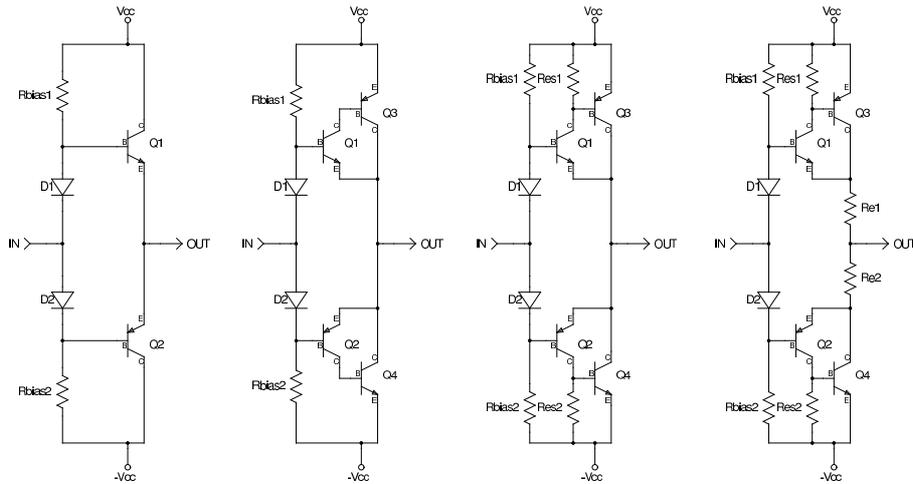


Figura 9.19: Teoría de la evolución

las tensiones de pico, llegamos a la conclusión de que tenemos músculo suficiente para conseguir 4 V de pico en la carga con una alimentación de 12 Voltios, es decir, 1 W. El esquema del amplificador se muestra en la figura 9.20.

Y sin embargo, nos encontramos con que llegamos a este valor por un estrecho margen, cuando los cálculos nos permiten estimar tensiones de salida más altas.

La razón no está en la etapa de salida, sino en el amplificador operacional TL071, que recorta crestas cuando la salida del operacional todavía se encuentra lejos de las alimentaciones. Para lograr potencias más altas será necesario utilizar componentes con mayor margen dinámico de salida. Un ejemplo -entre otros muchos- puede ser el TLE2141, de Texas Instruments. No es fácil de conseguir en las tiendas, pero es posible pedirlo al fabricante a través de su portal internet¹⁸, y en pocos días lo recibiremos por correo urgente en la dirección indicada sin coste alguno. Conviene hacer notar que esta opción no ha sido prototipada por el autor, aunque tiene grandes probabilidades de llegar a buen puerto.

9.5.3. Más potencia

Con el camino recorrido, es fácil intuir lo difícil que es conseguir potencias por encima de 1 W cuando disponemos de una alimentación de 12 Voltios, cómo sucede en equipos alimentados con baterías de plomo, en los coches, por ejemplo, o bajas tensiones en general. Si queremos más potencia podemos:

- Subir la tensión de alimentación
- Usar nuevos circuitos que consigan tensiones de salida iguales a la alimentación (aunque si $V_P=6\text{ V}$, $P_{MAXrms} = 2,25\text{ W}$ sobre $8\ \Omega$)
- Bajar la impedancia de los altavoces (se fabrican altavoces de $4\ \Omega$, que permiten duplicar potencias, a costa de duplicar la corriente). Conforme la impedancia del altavoz baja, más efecto tiene la resistencia del cable del altavoz¹⁹.

¹⁸<http://www.ti.com>

¹⁹Para conseguir una menor impedancia, se debe usar cable más grueso -más peso del cono- o menos vueltas de hilo -menos campo magnético-, lo que redundará en peor respuesta en frecuencia y menor sensibilidad, menor nivel de presión acústica para misma potencia eléctrica. También se usa cable de sección cuadrada, que mejora la resistencia a alta frecuencia.

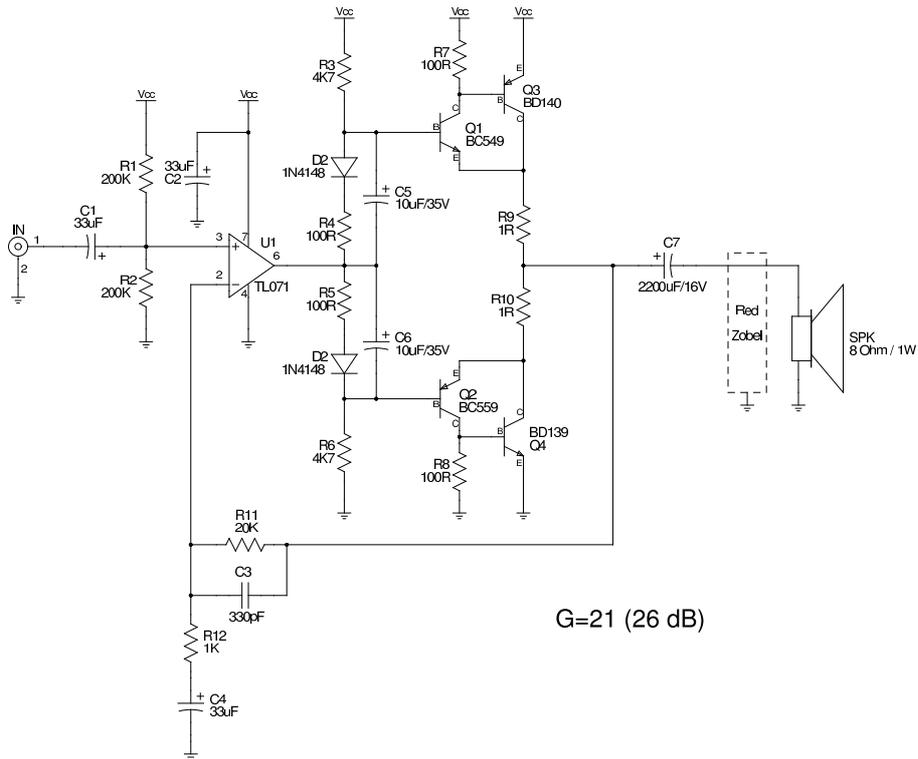


Figura 9.20: Amplificador de 1 W

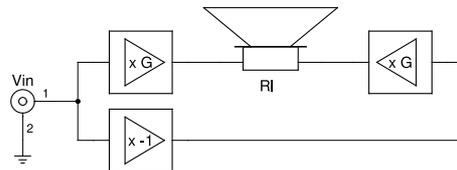


Figura 9.21: Amplificador en puente

- Usar *amplificadores en puente*.

9.5.4. Amplificadores en puente o cómo lograr que uno más uno sean cuatro

En los circuitos previos, el altavoz tenía conectada a masa uno de sus terminales. En el esquema de la figura 9.21, se conecta el altavoz entre dos amplificadores invertidos. Esto quiere decir que cuando una salida está a A voltios, la otra está a -A Voltios. Esto consigue que la tensión en bornas del altavoz se duplique y por tanto, que la potencia se multiplique por cuatro.

Estamos acostumbrados a pensar en las tensiones cómo variaciones de altura. Veamos la figura 9.22. Cómo las tensiones en bornas del altavoz están invertidas, podríamos pensar que las tensiones de salida evolucionan cómo los extremos de un balancín: cuando una sube la otra baja exactamente la misma distancia. La tensión en los puntos intermedios de los devanados que forman la espira del altavoz (ver figura 9.1) está representada por valores próximos al eje. Justo a la mitad del devanado, la tensión es virtualmente igual a cero: está siempre a masa. Podríamos usar unas tijeras -virtuales

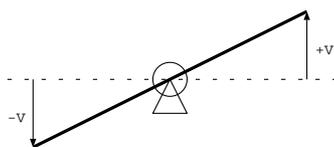


Figura 9.22: Balancín

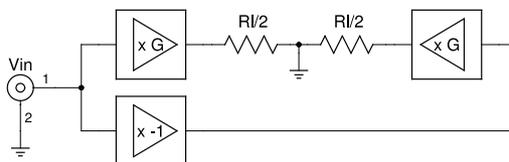


Figura 9.23: Circuito equivalente amplificador en puente

por supuesto-, cortar el hilo y unir estos dos puntos a masa, y eléctricamente todo sería igual. Dicho de otro modo: podríamos concebir la carga igual a dos cargas idénticas en serie, en la que el punto de unión está puesto a masa. Dicho de una nueva manera: un altavoz de 8Ω queda convertido en dos altavoces de 4Ω , cada uno de los cuales está gobernado por uno de los amplificadores, y el punto central conectado a masa. Ver figura 9.23.

La mencionada cuadruplicación de potencia se debe a que:

- Cada amplificador ve una resistencia de carga mitad que antes, por lo que si mantiene una salida con la misma tensión de pico de antes, debe duplicar su salida de corriente.
- Hay dos amplificadores que dan cada uno el doble de potencia de antes.

Y el doble de dos veces es cuatro veces. Por tanto, también la fuente de alimentación debe entregar el cuádruple de la potencia.

Además, cómo valor añadido, se ha eliminado el condensador de acoplo.

Con este esquema, con una alimentación de 12 Voltios, se puede dar un máximo de 9 W sobre 8Ω . Y 9 W es una señora potencia, más aún dentro de un vehículo cerrado.

9.6. La red de Zobel

Cuando terminamos los experimentos y sustituimos la carga de resistencias de 8Ω por un altavoz²⁰, muy probablemente nos llevaremos una sorpresa: el amplificador oscila a alta frecuencia²¹.

El origen de esta oscilación está en la componente inductiva que presenta todo altavoz²². Si el altavoz presentara una componente capacitiva, unida ésta a la resistencia de salida del amplificador, produciría un desfase adicional en la señal realimentada, comprometiendo la estabilidad. Pero una inductancia provoca un adelanto de la fase

²⁰Nadie construye un amplificador de audio para calentar resistencias.

²¹El prototipo construido por el autor del amplificador de la figura 9.20 arrancaba a oscilar a los pocos segundos de conectar la alimentación, oscilación que era detectable solo en el osciloscopio porque tiene lugar a una frecuencia inaudible. Esta oscilación no es una excepción, sino la norma.

²²Un circuito equivalente típico puede ser de 8Ω en serie con $500 \mu\text{H}$.

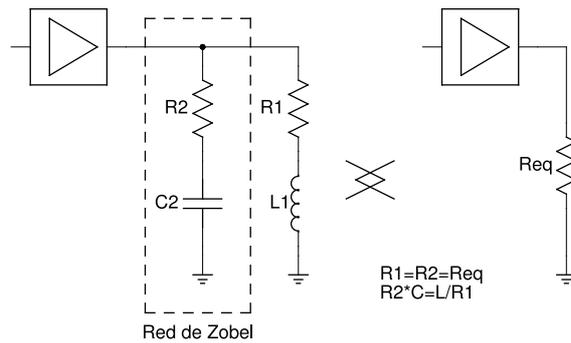


Figura 9.24: Red de Zobel

y en consecuencia, mejora de la estabilidad. La respuesta al problema no es trivial, y queda fuera del alcance de este libro.

Cómo vaticina la Ley de Murphy²³, el amplificador oscila, y si el problema se debe a la componente inductiva de la carga, algo debemos hacer para anular, o al menos atenuar este efecto.

La solución más clásica es la *red de Zobel*. Consiste en un circuito serie RC que se coloca paralelo con la carga (ver figura 9.24). Esta red tiene la propiedad de lograr que la carga parezca puramente resistiva, que es lo que más le gusta a nuestro amplificador.

Aunque en teoría habría una solución óptima para cada altavoz, en la práctica se utiliza invariablemente, una red formada por una resistencia de 10 Ω y un condensador de 100 nF. Son una pareja de valores muy razonables, aunque no permiten una compensación perfecta de la inductancia, valores más altos de la capacidad, además del precio y volumen, elevarían la disipación en R2 a altas frecuencias, con lo que esto supondría de problemas térmicos y de pérdida de eficiencia. Los valores antes mencionados funcionan muy bien en la práctica.

En nuestro amplificador con $V_{out-max} = 4V_p$, la potencia disipada en la resistencia a 20 kHz puede llegar a ser de 20 mW, por lo que puede usarse sin problemas una resistencia de 1/4 de W.

9.7. Poca distorsión ¿cuánta de poca?

La calidad de sonido de nuestro amplificador es muy grande: resulta impresionante cuando se usa con un buen altavoz. En este apartado se indican algunas medidas obtenidas con instrumental que está fuera del alcance de un aficionado. En concreto, han sido realizadas con el medidor de audio TM5006 de Tektronix. Este aparato cuenta con dos módulos: un generador de señal de alta pureza y un medidor de nivel y distorsión. En el apartado 10.3 se indica cómo funciona un aparato así. Por el momento, quedémonos con el hecho de que puede medir la relación entre el nivel de la señal deseada y la presencia de ruido y distorsión (SINAD)²⁴.

Las medidas se hacen alimentando el amplificador de la figura 9.20 a 12 Volt y cargándolo con una resistencia de 8 Ω .

²³Uno de los enunciados de la ley es: "si algo puede fallar, fallará", que en nuestro caso se puede expresar como "si un amplificador puede oscilar, oscilará irremediablemente".

²⁴SINAD (*Signal to Noise and Distorsion*), relación de potencias entre la señal deseada y la suma del ruido y la distorsión

Si medimos con un tono de 1 kHz con un nivel de entrada tal que la sinusoide de salida alcanza su nivel máximo, un poco por debajo del punto en el que las crestas de salida empiezan a estar recortadas, obtenemos las siguientes medidas:

Medida	Resultado
Tensión de entrada, V_{in}	105 mV
Tensión de salida, V_{out}	2,34 mV
Distorsión	0,025 %

De las dos primeras medidas se concluye que la ganancia de entrada a salida es de 22^{25} .

Las medidas obtenidas a diferentes frecuencias son:

Frecuencia tono	Distorsión
1 kHz	0,025 %
5 kHz	0,11 %
10 kHz	0,22 %

El aumento de la distorsión con la frecuencia se debe a la disminución de la ganancia en lazo abierto con la frecuencia, lo que redundará en una menor capacidad de la realimentación de combatir la distorsión.

Las medidas obtenidas con diferentes niveles de señal son:

Tensión entrada	Distorsión
105 mVrms	0,02 %
110 mVrms	0,1 %
115 mVrms	0,9 %
120 mVrms	2,3 %
125 mVrms	3,7 %

Cómo puede verse, leves aumentos de la amplitud de la señal de entrada, producen fuertes aumentos de la distorsión. Esto se debe al hecho de que, a partir de 110 mV de entrada, el amplificador empieza a recortar la crestas de salida, lo que es un fenómeno fuertemente no lineal que produce gran distorsión.

Las medidas obtenidas con niveles bajos de señal de entrada son:

Tensión entrada	Distorsión
0,5 mVrms	0,3 %
5 mVrms	0,2 %
12,5 mVrms	0,06 %
25 mVrms	0,03 %

La razón de que la distorsión con señales de muy bajo nivel sea alta se debe a dos factores:

- La distorsión de cruce cobra una importancia comparativamente mayor, conforme el nivel de la señal deseada baja
- El instrumento utilizado mide distorsión *más* ruido. Todo amplificador de este mundo genera, en mayor o menor medida, ruido. Este tiene un nivel constante. Cuanto más bajo es el nivel de señal, menor es la relación de potencias entre la señal y el ruido. Ver apartado 10.3.

²⁵Algo por encima del valor esperado, pero nada extraño si consideramos que en la realización del prototipo se han usado resistencias del 5%.

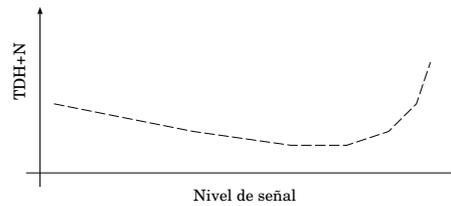


Figura 9.25: Variación típica de la distorsión en un amplificador a transistores

Esto hace que la distorsión varíe con el nivel en forma de 'bañera', cómo se muestra en la figura 9.25 en la que se representa en ordenadas, el nivel de señal de salida, y en abscisas, la distorsión armónica total y el ruido²⁶.

9.8. Notas finales

9.8.1. Componentes para amplificadores de potencia

No es común utilizar amplificadores operacionales en los amplificadores de potencia. Lo más común es usar componentes discretos. Lo hemos hecho por razones didácticas, y el resultado ha sido satisfactorio.

9.8.2. Regulación de la alimentación

Si estamos pensando en construir un amplificador autónomo, una caja que incorpore su propia fuente de alimentación (un amplificador de guitarra, altavoces de un PC, etc) sería razonable incluir en la misma caja una fuente de alimentación dedicada. En tal caso, podríamos usar una fuente simétrica, y eliminar el condensador de salida. Ver figura 9.26. Ya hemos visto que un regulador lineal no es muy eficiente y puede suponer notables pérdidas de potencia. Por ello, cuando se trabaja con potencias altas es muy común no regular la fuente de alimentación, o en todo caso, sólomente las etapas previas a la de salida. Sin embargo, para un amplificador de baja potencia cómo el nuestro, la regulación bien puede merecer la pena pues permite lograr mejoras en ruido y calidad de sonido en bajos.

9.8.3. Desacoplo

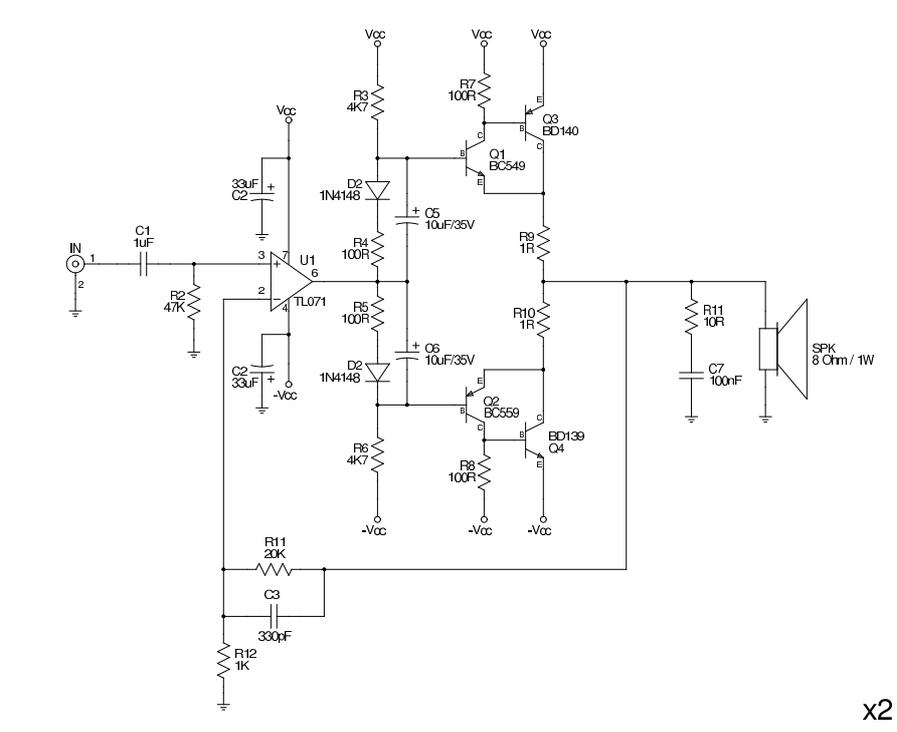
Nunca está de más reiterar la importancia del desacoplo de las alimentaciones. El desacoplo debe ser efectivo a alta y baja frecuencia, por lo que conviene combinar condensadores electrolíticos y cerámicos. Es mucho mejor prevenir que curar y un desacoplo razonable nunca es perjudicial.

9.8.4. Bucles de masa

Aunque estamos acostumbrados a considerar al cobre de los cables o de las pistas del circuito impreso cómo material superconductor, no lo es²⁷, y cuando se ponen en

²⁶THD, *Total Harmonic Distortion*. El ruido se denomina *noise*.

²⁷La resistencia de un conductor de longitud L y sección S se calcula como $R = \rho \frac{L}{S}$. El cobre tiene una resistividad ρ de $1,724 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot cm$. Un cuadrado de circuito impreso (altura típica de 0,036 mm) de cualquier



x2

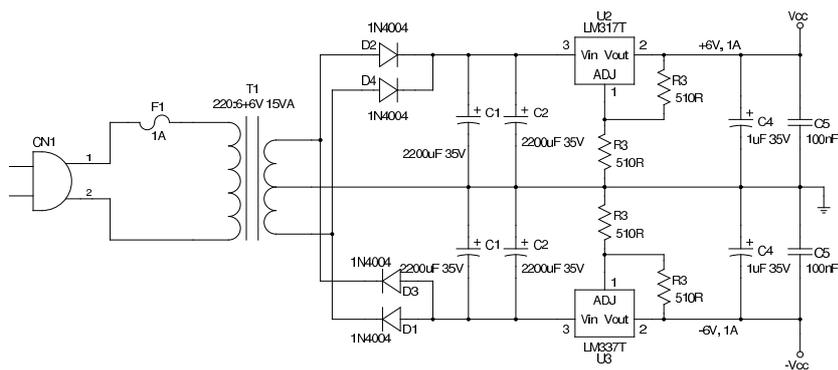


Figura 9.26: Amplificador con alimentación simétrica

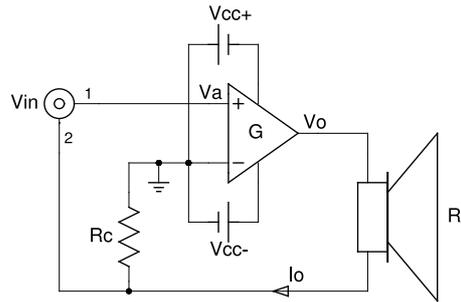


Figura 9.27: Modelo de circuito con bucle de masa

juego corrientes altas, las caídas de tensión en una pista o un cable no demasiado largo pueden no ser despreciables. Un amplificador de potencia es uno de estos sitios en los que las corrientes alcanzan valores significativos.

Veamos el circuito de la figura 9.27. En él se observa un amplificador de ganancia G que mueve un altavoz. En este ejemplo simplificado, la entrada de señal y la masa del altavoz están unidas por un cable de resistencia despreciable, pero el conector que une estos dos puntos con la masa del referencial del amplificador tiene una resistencia R_C no despreciable. La corriente de salida del amplificador (I_o) -que es alta cuando la potencia es alta y la impedancia de carga baja, cómo suele ser habitual- va de la alimentación a la salida del amplificador y atraviesa el altavoz, la resistencia modelada cómo R_C y después a masa, cerrándose el bucle. Esta corriente produce una caída de tensión en la pista o cable usado que se suma a la tensión de entrada, de modo que, a todos los efectos, se suma con la tensión de entrada. Veamos someramente: refiriendo todas las tensiones a masa:

$$V_{in} = V_a - I_o R_C$$

Desarrollando la ecuación llegamos a:

$$\frac{V_o}{V_{in o}} = G \cdot \frac{1}{1 - G \cdot \frac{R_c}{R_L}} \quad (9.3)$$

Es decir, la relación entre tensiones de entrada (V_{in}) y salida (V_o) ya no es la ganancia del amplificador G , sino que aparece un nuevo factor corrector.

Ejemplo: Si $R_C = 0,08 \Omega$, $R_L = 8 \Omega$ y $G = 100$, el divisor de la ecuación vale cero y el sistema es inestable: oscila. Tenemos un ejemplo de realimentación positiva (ver capítulo 8.10).

La mencionada realimentación puede comprometer, y de hecho compromete, la estabilidad del sistema. La solución al problema es la conexión en estrella (ver figura 9.28): en la medida de lo posible, todos los puntos que van a masa²⁸, pero cómo mínimo aquellos por los que hay fuerte circulación de corriente, se unirán entre sí en un único punto, y esta conexión se hará con cable grueso. Esta técnica es imprescindible para amplificadores de más de una decena de vatios.

tamaño tiene una resistencia de $0,48 m\Omega$, de modo que una pista de 1 mm de ancho, tiene una resistividad de $4,8 m\Omega/cm$.

²⁸Alimentaciones, altavoz, red de Zobel, y referencia del circuito amplificador.

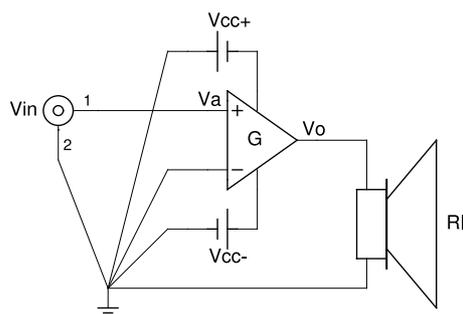


Figura 9.28: Cableado en estrella

9.9. Para aprender más

Algunos consejos para profundizar más en este campo:

- Ver muchos esquemas de amplificadores de potencia en revistas. También en internet hay algunos lugares interesantes, el primero de ellos, con multitud de otros enlaces:
 - <http://links.epanorama.net/links/audiocircuits.html>
 - <http://users.ece.gatech.edu:80/~mleach/lowtim/index.html>
- Un libro interesante es '*Audio Power Amplifier Design Handbook*' de Douglas Self, editorial Newness, ISBN: 0 7506 2788 3. Es un autor que ha publicado otros libros y escribe asiduamente en la revista *Electronics World* artículos de calidad.

9.10. Resumen del capítulo

A continuación se indican algunos de los puntos más importantes aprendidos en el capítulo:

- De toda la cadena de audio, los puntos más sensibles a la distorsión son el amplificador de potencia y el altavoz. Este último es el que más condiciona la calidad de sonido final.
- El altavoz es el elemento más frágil de la cadena de audio.
- La misión de un altavoz es la de convertir una señal eléctrica en ondas de presión acústica.
- La impedancia de un altavoz es típicamente de 8Ω eminentemente resistivos, aunque con una leve componente inductiva.
- El rango audible se extiende de 20 Hz a 15 kHz. La alta fidelidad considera típicamente una banda extendida hasta 20 kHz.
- Con un solo altavoz es difícil cubrir con calidad toda la banda audible.
- Las clases de amplificadores de audio son:
 - Clase A: baja distorsión, alto consumo de potencia

- Clase B: alta distorsión, bajo consumo de potencia
 - Clase A: medio distorsión, medio consumo de potencia, compromiso regulable, bastante óptimo.
-
- La corriente de colector de reposo de una etapa de salida en clase AB tiene una importancia decisiva en la distorsión de la misma.
 - Hay configuraciones de varios transistores que constituyen circuitos mejorados.
 - La simulación de circuitos es una técnica poderosa si se usa con precaución.
 - Una forma de multiplicar por cuatro la potencia disponible en un amplificador es usando un amplificador en puente.
 - La distorsión crece con la frecuencia, y sube fuertemente cuando la salida rebasa el punto en el que las crestas empiezan a recortarse.
 - La red Zobel resuelve los problemas de inestabilidad de los amplificadores de potencia.
 - La resistencia de un conductor o una pista de circuito impreso puede no ser despreciable.
 - Para potencias por encima del vatio, las uniones a masa deben hacerse con cable grueso y a un solo punto.

Capítulo 10

Tópicos del audio

10.1. El ruido

Nos referiremos en este capítulo al ruido eléctrico, y no al ruido acústico. Se denomina ruido a toda perturbación indeseada de la señal de naturaleza aleatoria. Cuando es determinística (es conocida) se denomina interferencia.

Cuando decimos que el ruido es aleatorio, queremos decir que puede modelarse estadísticamente (cómo la probabilidad de que un dado tirado al azar ofrezca un determinado valor) pero no predecirse.

En los sistemas electrónicos existen muchos tipos de ruido: el ruido térmico, el ruido $1/f$, el ruido de cuantificación, etc. El estudio del ruido es un tema harto complejo y no tenemos espacio más que para un rápido análisis.

El ruido $1/f$ tiene lugar en los dispositivos activos, y es dominante a baja frecuencia, siendo habitualmente despreciable por encima de 1 kHz. El ruido de cuantificación es analizado en el apartado 10.4.

10.1.1. El ruido térmico

Lo primero que puede decirse del ruido térmico es que *está siempre presente*. Su existencia impide amplificar una señal de forma indefinida, ya que cualquier proceso de amplificación introduce siempre un 'ruido' añadido que no estaba en la entrada, tanto más cuanto más se amplifique la señal.

La amplitud del ruido térmico puede modelarse cómo un proceso gaussiano de promedio cero. Esto quiere decir que es más probable obtener un ruido añadido de bajo nivel que de alto. Podemos calcular la probabilidad de que el valor instantáneo de ruido sea superior a un determinado valor. Si llamamos V_n al valor eficaz de ruido (el que mediríamos con un polímetro de verdadero valor eficaz), obtenemos la siguiente tabla de probabilidad:

x	$P[x(t)] > x$
$2 \cdot V_n$	32 %
$3 \cdot V_n$	13 %
$4 \cdot V_n$	4,6 %
$5 \cdot V_n$	1,6 %
$6 \cdot V_n$	0,27 %
$7 \cdot V_n$	0,047 %
$8 \cdot V_n$	0,0063 %

Esto quiere decir que la probabilidad de obtener valores instantáneos cada vez más altos disminuye rápidamente al aumentar el umbral.

La luz blanca está compuesta de luz de todos los colores visibles (de todas las frecuencias ópticas visibles). Por analogía se define el *ruido blanco* como aquel que tiene componentes espectrales de todas las frecuencias, o dicho de otro modo, en un determinado ancho de banda encontraremos la misma potencia de ruido con independencia de la frecuencia central de la banda. El ruido térmico tiene características de ruido blanco.

El ruido depende de parámetros bien conocidos, por lo que puede minimizarse reduciendo estos:

- **Temperatura:** El ruido térmico se debe al movimiento errático de los electrones a causa de la temperatura. Por tanto, a más temperatura, más ruido térmico. Para mejorar el ruido, podemos enfriar el circuito, cosa que se hace en los receptores de radio de los radiotelescopios, pero en pocos casos más.
- **Ancho de banda:** al tener el ruido termico una distribución uniforme en frecuencia (ruido blanco), cuanto mayor sea el ancho de banda efectivo, mayor potencia de ruido tendremos. El ruido se puede minimizar restringiendo el ancho de banda de las señales.
- **Factor de ruido:** depende de la calidad de los componentes utilizados, expresado a través de un parámetro que se denomina *Factor¹ de Ruido** (F). El cómo reducir el factor de ruido de un circuito no es una cuestión trivial. Una regla general es que corrientes excesivas o demasiado débiles tienden a empeorarlo. Existen amplificadores operacionales diseñados para obtener mínimo ruido en la banda de audio, como por ejemplo, el NE5534.
- **Resistencia:** La tensión de ruido en bornas de una resistencia es directamente proporcional a su valor ohmico. Esta es la razón por la que deben evitarse valores demasiado altos de resistencia en circuitos sensibles al ruido. En los circuitos de audio de bajo nivel, es habitual trabajar con impedancias de 600 Ohm en las entradas de señal.
- **Constante de Boltzmann:** El ruido también depende de la constante de Boltzmann, pero cómo este señor murió en 1906, ha quedado fijada para siempre y es imposible conseguir mejoras en este parámetro.

10.1.2. La relación señal a ruido

Se denomina *relación señal a ruido* (SNR, *Signal to Noise Ratio*) a la relación entre la potencia de señal deseada y la potencia de ruido que existe en un determinado punto. Se mide en decibelios.

¹Noise Figure, habitualmente mal traducido como Figura de Ruido.

La relación señal a ruido puede medirse o calcularse. Una forma sencilla de medida (no siempre posible) es medir el nivel de señal a la salida de un circuito en presencia de señal y en ausencia de la misma. La relación entre ambas es la relación señal a ruido. Este método de medida es posible porque el ruido térmico es aditivo. Otras fuentes de ruido son multiplicativas (cómo el *ruido shott* de los amplificadores ópticos) y este método no puede emplearse.

La Relación Señal a Ruido es uno de los parámetros de medida de calidad de amplificadores y sistemas de procesamiento de señal en general.

10.2. Medidas con señales sinusoidales

10.2.1. Descomposición en series de sinusoides

A lo largo del libro se ha mencionado el uso de señales sinusoidales para analizar el comportamiento de un circuito. Podría parecer una decisión arbitraria, pues un circuito destinado al procesamiento -amplificación o filtrado- de señales de audio debe vérselas con señales de naturaleza muy distinta.

Sin embargo, las señales sinusoidales tienen una curiosa propiedad: toda señal periódica puede generarse cómo suma de señales sinusoidales de frecuencia múltiplo de la señal de origen².

Expresado en forma matemática, la señal $x(t)$ de periodo T puede descomponerse cómo:

$$x(t) = A_0 + A_1 \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{T}t + \varphi_1\right) + A_2 \cdot \cos\left(\frac{4\pi}{T}t + \varphi_2\right) + \dots \quad (10.1)$$

O si se prefiere expresar en función de la frecuencia de la señal ($F_s = \frac{1}{T}$):

$$x(t) = A_0 + A_1 \cdot \cos(F_s \cdot t + \varphi_1) + A_2 \cdot \cos(2 \cdot F_s \cdot t + \varphi_2) + \dots \quad (10.2)$$

En estas formulas, los coeficientes A_x y φ_x , amplitud y fase de las componentes sinusoidales, dependen de la señal $x(t)$.

El corolario de este artificio matemático es muy importante. Dado que cualquier señal puede descomponerse cómo suma de sinusoides, un sistema lineal queda perfectamente caracterizado si conocemos su función de transferencia para señales sinusoidales de diferentes frecuencias. Para conocer la respuesta a una determinada señal, bastaría hacer la descomposición de la señal, ver la respuesta del sistema para cada una de las sinusoides y volver a sumar estas respuestas individuales.

Por si fuera poco, el asunto de la periodicidad de las señales no es una restricción, ya que el principio enumerado puede aplicarse a una descomposición en series de Fourier cambiante en el tiempo.

Otro importante corolario es que todo sistema lineal puede analizarse en el *dominio del tiempo* o de la *frecuencia*. Esto quiere decir que podemos trabajar indistintamente con los valores instantáneos de una señal (dominio del tiempo) o con los vectores de amplitud y fase de la descomposición en serie de Fourier (dominio de la frecuencia). Unas veces uno resultará más adecuado que el otro.

²El proceso matemático que permite calcular este desarrollo se denomina *Descomposición en Series de Fourier*

10.2.2. Frecuencia fundamental y armónicos

Denominaremos:

- **Frecuencia fundamental** a la primera componente de la serie, que tiene una frecuencia igual a la de la señal a descomponer.
- **Armónicos**, al resto de componentes, comunmente de amplitudes más pequeñas que la fundamental.

Por ejemplo, la nota musical LA tiene una frecuencia (fundamental) de 440 Hz. Todas las notas LA del mundo tienen esta frecuencia. Se distingue una LA de una flauta, de un violín o de un cantor por la presencia de diferentes relaciones de armónicos. Así pues, una flauta genera sinusoides casi puras, libres de armónicos. Los instrumentos de cuerda son muy ricos en armónicos.

10.3. La distorsión

10.3.1. Distorsión armónica

La no linealidad de un sistema produce lo que se denomina *distorsión armónica*. Recordamos que llamamos *sistema lineal* a aquel que ofrece una salida doble para una entrada doble, mitad para entrada mitad... Ningún sistema del mundo es lineal, aunque todo sistema puede modelarse cómo tal en un determinado margen dinámico. Fuera de este, exhibirá un comportamiento cada vez menos lineal. Ya vimos en el capítulo de los amplificadores que las sinusoides de salida ven recortadas sus crestas a una determinada amplitud.

Un sistema lineal responde a una estimulación con una senoide, con otra de la misma frecuencia, acaso desfasada, y de amplitud diferente. Reparemos en que una senoide no tiene armónicos. Por contra, un sistema no-lineal deformará la senoide de modo que la señal resultante puede descomponerse en series de Fourier, con cierta presencia de armónicos.

Pues bien, se denomina *distorsión armónica* a la relación de amplitudes que hay entre la señal de frecuencia fundamental y sus armónicos, considerados cómo un todo.

Es muy común medir la distorsión armónica en porcentaje, aunque es más adecuado hacerlo en decibelios.

Ejemplo: si medimos a la salida de un sistema atacado por una senoide de 1 kHz un tono de 1 kHz de 1 Vrms y un tono de 3 kHz de 10 mVrms, decimos que su distorsión es del 1%.

La distorsión se puede medir con filtros de rechazo de banda muy abruptos que atenúan fuertemente la señal de frecuencia fundamental. Si se compara el valor eficaz de la tensión de salida (dominada por la señal fundamental) con esta misma señal a la que se le ha eliminado la fundamental, podemos obtener la medida de la distorsión armónica. Si además de distorsión, la señal contiene ruido, la medida no es capaz de distinguir uno de otro, y se denomina SINAD (*Signal to Noise and Distortion*, Señal a ruido más distorsión).

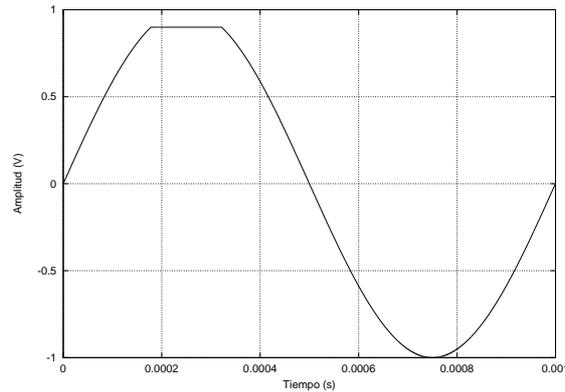


Figura 10.1: Forma de onda de un periodo señal distorsionada

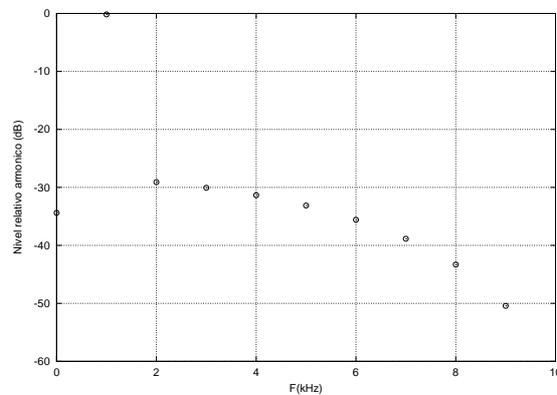


Figura 10.2: Niveles fundamental y armónicos

10.3.2. Un ejemplo

Veamos un ejemplo que considera tanto el aspecto de la descomposición en series de Fourier cómo el de la distorsión.

Consideremos la señal de la figura 10.1, que es una senoide de 1 kHz, 1 Vp, levemente recortada en las crestas positivas. Niveles aparte, se trata de la salida típica de un amplificador en saturación.

Si hacemos una descomposición en series de Fourier, y representamos las amplitudes de los elementos del sumatorio en una escala logarítmica, sobre un eje horizontal de frecuencia, obtenemos la figura 10.2. Esta gráfica tiene un significado muy físico. Indica la distribución de energía en determinadas bandas, múltiplos de la fundamental. La escala se ha representado tomando cómo referencia una senoide de 1 Vp. Cómo podemos comprobar, la frecuencia fundamental tiene una energía igual a la de la senoide sin tullir. Los armónicos contienen de forma progresiva menos y menos energía (aunque no siempre es así).

Si queremos calcular³ la distorsión armónica de esta señal, no tenemos más que aplicar la fórmula:

³No olvidemos que este se trata de un ejemplo teórico, en el que podemos contar con una señal expresada analíticamente. En la práctica, la medida de la distorsión se hace por métodos diferentes. Sin embargo, si contáramos con un conversor de analógico a digital de una calidad mucho mayor que la de la señal a medir, podríamos hacer uso de la misma técnica aquí empleada.

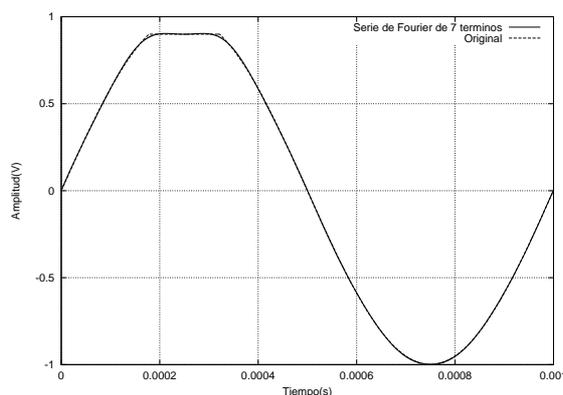


Figura 10.3: Descomposición en series de Fourier

$$D = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + \dots}}{A_1} \quad (10.3)$$

donde A_x es el coeficiente de amplitud de la Serie de Fourier para la frecuencia $x \cdot F_s$.

Puede entrarnos la duda de cuantos términos incluir en el sumatorio. Todo dependerá de la precisión que queramos obtener en la medida. Pero no sólo esto, sino también el ancho de banda del propio amplificador: si este atenúa los armónicos, de alguna forma 'reconstruye' la señal. Si calculamos el sumatorio con X términos, el resultado es:

$$D = 6\% \quad (-24 \text{ dB})$$

Podemos hacer un último experimento: vamos a representar gráficamente la suma de los 7 primeros términos de la serie de Fourier, para ver cuánto se parece esta suma a la señal original. El resultado puede verse en la figura 10.3. Conforme el número de terminos incluidos crece, la semejanza de las señales es cada vez mayor.

Para terminar, un dato curioso: si la señal es simétrica, no tiene armónicos pares (a frecuencia $2 \cdot n \cdot F_s$). ¿Porqué?

10.4. Analógico y digital

Imaginemos una situación en la que tenemos que medir una temperatura. Disponemos de un termómetro de mercurio. Un termómetro de este tipo funciona en base a la dilatación de un líquido por efecto de la temperatura. Si el líquido se expande a través de un tubo muy fino, es posible obtener variaciones apreciables del volumen ocupado en función de la temperatura.

El termómetro tiene en sí mismo una *resolución*⁴ enorme. Si miráramos con un microscopio la variación de la columna de mercurio, podríamos medir con toda facilidad milésimas de grado. La *precisión* de la medida dependería de lo uniforme que sea la cavidad por la que se expande el mercurio.

Cuando queremos hacer una medida de temperatura, nos acercamos al termómetro, lo miramos y registramos el valor leído en ese instante.

Pues bien, el termómetro es un instrumento de medida *analógico* y el proceso de medida es una *conversión de analógico a digital*.

⁴Capacidad de distinguir valores de temperatura próximos

- Una señal analógica es aquella que es continua tanto en su magnitud, como a lo largo del tiempo. Es el caso de la medida de la temperatura que realiza el termómetro.
- Una señal digital tiene valores discretos (por ejemplo intervalos de una décima de grado en un termómetro clínico) en tiempos discretos. Esto quiere decir que sólo es posible obtener cierto número de resultados (a intervalos de una décima de grado) en cierto instantes (cuando se lee)

Imaginemos que tenemos que hacer un registro de la temperatura de una habitación. Podríamos optar por dos soluciones:

- Usar un artefacto que mediante un sistema de luz y espejos hiciera un registro sobre papel continuo que se desplaza a velocidad constante mediante un mecanismo de relojería.
- Pedir a una persona que cada un cierto intervalo de tiempo (un cuarto de hora, por ejemplo) mida la temperatura en un termómetro (calibrado en grados, por ejemplo) y la anote en un papel, junto con la hora de medida.

El primero de los métodos es un registro analógico, pues es continuo en la magnitud y el tiempo. El segundo es digital, pues ha sido cuantificado tanto en la amplitud (con una resolución de un grado) como en el tiempo (a intervalos de un cuarto de hora).

Conviene hacer un elenco de características de uno y otro:

- Los métodos analógicos suelen ser más sencillos de implantar que los digitales
- La copia de los registros digitales está menos sujeta a degradación que la analógica, siendo posible realizar copias idénticas de un registro digital, cosa imposible en uno analógico, en el que siempre se produce un incremento del ruido y la distorsión (ver capítulos 10.1 y 10.3).
- En un sistema digital, si queremos tener resultados adecuados debemos poner bien cuidado en que, tanto la resolución de la medida como el intervalo de la misma, sean suficientes. De otro modo, la información registrada puede quedar muy mermada o ser inservible. Para el control de un horno industrial puede ser suficiente una resolución de diez grados, pero para la medida de la temperatura corporal se necesita una décima. En el primer caso puede bastar una medida de la temperatura cada minuto, pero si queremos estabilizar de forma muy precisa un pequeño refrigerador para conservar medicamentos, necesitaremos muchas medidas de temperatura por segundo. Volveremos sobre este punto.
- Las medidas realizadas con un sistema digital son susceptibles de ser tratadas matemáticamente, de modo que podríamos (por ejemplo) estimar comportamientos futuros.

Concluimos en que ninguno de los métodos es intrínsecamente mejor que el otro, y cual es mejor dependerá de las aplicaciones.

El ejemplo anterior podría haberse realizado hace más de 100 años, mucho antes de la revolución electrónica. Y sin embargo, es en tiempo reciente cuando ha cobrado máxima utilidad. Ha sido el resultado de la confluencia de la capacidad de procesar electrónicamente señales analógicas, convertirlas a digital mediante dispositivos de calidad y bajo coste, y tratarlas digitalmente con una potencia de cálculo inusitada.

Conviene detenernos un poco más despacio en los requisitos necesarios para que la conversión de digital a analógico contenga errores aceptables.

10.4.1. Muestreo a suficiente velocidad

El llamado *criterio de Nyquist* establece el requisito de la frecuencia de muestreo mínima para que no se produzca error en el proceso de muestreo temporal. Dice “*la frecuencia de muestreo mínima es de dos veces el ancho de banda de la señal*”. Por ejemplo, para los circuitos de telefonía se establece una banda de 400 a 4000 Hz, con lo que el ancho de banda es de 3600 Hz. La frecuencia de muestreo mínima es de 7200 Hz. Sin embargo, en este caso, existen razones prácticas por las que es conveniente elevar este límite al doble de la frecuencia máxima, resultando una frecuencia de muestreo mínima de 8 kHz, y esta es la frecuencia de muestreo que se usa en los circuitos telefónicos digitales.

Si muestreamos un sistema de ancho de banda limitado de manera compatible con el criterio de Nyquist, es posible recuperar toda la información presente en la señal analógica. Toda, sin consideraciones adicionales.

El problema es que ningún sistema está completamente limitado en banda. Esto tiene dos implicaciones:

- Será necesario filtrar la señal antes del muestreo para atenuar lo más posible las componentes de señal fuera de la banda deseada.
- Los inevitables resuidos de fuera de banda sufrirán una traslación de frecuencia (*aliasing*, en inglés).

El trabajo del diseñador es el de lograr que estas inevitables imperfecciones tengan un efecto suficientemente bajo, todo ello a mínima complejidad y coste.

10.4.2. Muestreo con suficiente resolución

Dependiendo de la aplicación, necesitaremos mayor o menor resolución en las medidas. Por ejemplo, los CD almacenan música cuantificada con 16 bits por cada canal (estéreo). Esto quiere decir que existen $2^{16} = 65536$ niveles de cuantificación de la señal eléctrica. Es posible modelar la cuantificación como un ruido que se añade a la señal, de modo que la señal real es igual a la cuantificada, más un pequeño residuo. Este pequeño ruido (llamado *ruido de cuantificación*) es tanto más pequeño cuantos más niveles de cuantificación se usan. Los mencionados 16 bits permiten obtener relaciones señal a ruido de cuantificación (SNR) de algo más de 100 dB, lo que es más que suficiente para el oído humano, incluso cuando se cuentan con las mejores condiciones acústicas⁵. En estudios de grabación se usan 20 ó 24 bits.

En resumen, el ruido de cuantificación puede llegar a ser tan pequeño como queramos y es tarea del diseñador el encontrar un equilibrio entre las prestaciones necesarias, la complejidad y el coste involucrado.

⁵No olvidemos que cuando escuchamos música también nos llegan los ruidos del ambiente que nos rodea, que degradan la relación señal a ruido final. Especialmente cuando el entorno es un coche

Índice alfabético

- AC, 97
- Acoplo, 48
- Activos, Componentes, 33
- Aliasing, 216
- Altavoz, 182
- Alterna, señal, 18
- Aluminio, Condensador de, 52
- Amperímetro, 82, 92
- Amperio, 16
- Amplificador de Potencia, 182
- Amplitud de pico, 18
- Analógico, 214
- Ancho de Banda, 161
- Araña, Montaje en, 120
- Armónico, 212
- Aspecto, Relación de, 122
- Audio, 11
- Avalancha, 44, 67

- Baja Señal, Modelo de, 139
- Barrido, 99
- Base, 125
- Beer Test, 90
- Beta, 125
- Bobina, 22

- Capacidad, 23
- Cerámicos, Condesadores, 53
- Chip, 120
- Cinco Segundos, Prueba de los, 79, 90, 112
- Cinta Desoldadora, 107
- Circuito Impreso, 101
- Circuito Impreso, Fabricación, 102
- Circuito Impreso, Montaje, 104
- Circuito Integrado, 120
- Clase-A, 189
- Clase-AB, 191
- Clase-B, 189
- Colector, 125
- Colores, Código, 34
- Comparador, 171
- Complejos, Números, 22
- Condensador, 22, 48
- Condensador Cerámico, 53
- Condensador de Aluminio, 52
- Condensador de Plástico, 53
- Condensador de Tántalo, 53
- Condensador no polarizado, 53
- Condensador Polarizado, 52
- Condensador, Micrófono de, 148
- Continúa, señal, 18
- Convección, 59
- Conversión AD, 214
- Corriente eléctrica, 16
- Corriente, Divisor de, 82
- Corriente, Fuente de, 136
- Corte, Frecuencia de, 28, 162
- Corte, Transistor en, 137
- Corte, transistor en, 131
- Cortocircuito, Corriente de, 50
- Cuantificación, Ruido de, 216

- Década, 29
- Darlinton, transistor, 196
- Data Sheet, 36
- dB, 21
- dBm, 21
- DC, 97
- Decibelios, 20
- Desacoplo, 48, 56, 68
- Dieléctrico, 51
- Diferencia de potencial, 16
- Diferencial, Entrada, 159
- Diferencial, Ganancia, 159
- Dinámico, Micrófono, 148
- Diodo, 42
- Diodo de Señal, 44
- Diodo LED, 25, 45
- Diodo Rectificador, 44
- Diodo Zener, 44
- Dipolar, Transistor, 125
- Disipador, 78
- Disparo, Circuito de, 99
- Distorsión, 181, 201, 212
- Distorsión Armónica, 212
- Distorsión de Cruce, 189
- Divisor Resistivo, 27
- Dominante, Polo, 169

- Dominio de la Frecuencia, 188, 211
 Dominio del Tiempo, 188, 211
 Dropout, Tensión de, 75

 Electret, 148
 Electrodinámico, 183
 Emisor, 125
 Errores de medida, 84
 ESR, 54, 188
 Estabilidad, 166

 Factor de Regulación, 41
 Factor de Ruido, 210
 Factor Dieléctrico, 52
 Faraday, Ley de, 148
 Fase, 18, 23
 FET, 125
 Fourier, descomposición, 211
 Frecuencia, 17
 Frecuencia de Corte, 161, 167
 Frecuencia Fundamental, 212
 Fuente de Alimentación, 39
 Fuente de Corriente, 186
 Función de Transferencia, 42
 Fusible, 59

 Galvanómetro, 81
 Ganancia Diferencial, 159
 Ganancia, de un transistor, 125
 Gaussiano, Proceso, 209
 GBP, 161
 Generador de Funciones, 171

 hfe, 125
 Histéresis, 172
 Hoja de Características, 36

 Impedancia, 17
 Inductancia, 23
 Integrador, 173

 JFET, 125

 Kilo, 17
 Kirchoff, Ley de, 20

 Larsen, Efecto, 166
 Lazo Abierto, Ganancia, 157
 Lazo Cerrado, Ganancia, 157
 LED, 25, 45
 Lineal, 128
 Lineal, Respuesta, 42, 181
 Linealidad, 181
 LM317, 70
 Módulo, 23

 Margen Dinámico, 143, 182
 Masa, 16
 Masa Virtual, Principio de, 158
 Mega, 17
 Micrófono, 147
 Micro, 17
 Mili, 17
 Modelo, 42, 43
 Montaje Superficial, 33
 MOSFET, 125
 Murphy, Ley de, 59, 78, 201

 Nano, 17
 Negativa, Realimentación, 155
 Nivel de Presión Sonora, 184
 No-lineal, Respuesta, 42
 Normalizado, 24
 Nyquist, Criterio, 216

 Octava, 29
 Ohm, Ley de, 19
 Ohmetro, 92
 Ohmio, 17
 Ondas de Presión, 182
 Oscilador, 115
 Osciloscopio, 96

 Pasiva, Regulación, 65
 Pasivos, componentes, 33
 Paso Alto, Filtro, 31, 162
 Paso bajo, Filtro, 28
 PCB, 101
 Pequeña Señal, 127
 Periodo, 18
 Pico, 17
 Plástico, Condensadores de, 53
 Plano de Masa, 121
 Polímetro, 36, 85, 91
 Polarización, 126, 127
 Polo Dominante, 169
 Potenciómetro, 28
 Potencia, 20, 78
 Precisión, 214
 Primario, 40
 Producto Ganancia por Ancho de Banda, 161
 Puente de Diodos, 57
 Puente, Amplificador en, 199

 Radiador, 78
 Rail to rail, 171
 Realimentación, 155
 Rectificador, Diodo, 44
 Red Distribución Eléctrica, 40

- Regulación de Carga, 83
Regulación de Línea, 112
Regulador Lineal, 65, 131
Relación de Transformación, 41
Relación Señal a Ruido, 210
Resistencia, 16, 58
Resistencia de Carga, 51
Resistencia Equivalente, 25
Resistencia Serie Efectiva, 54, 188
Resistencia Térmica, 59, 78
Resolución, 214
Respuesta en Frecuencia, 159
Rizado, 51, 54
rms, 184
Ruido, 202, 209
Ruido 1/f, 209
Ruido Blanco, 210
Ruido de Cuantificación, 209, 216
Ruido Térmico, 209
- Saturación, 129, 137
Saturación, tensión CE de, 129
Saturación, Transistor en, 131
Schmitt, Trigger de, 116
Schottky, Diodo, 177
Secundario, 40
Serie, Regulador, 66
Shunt, regulador, 65
SINAD, 201, 212
Sinusoidales, señales, 18
Sistema Lineal, 212
SMD, 33
SNR, 210
Soldadura, 105
Sondas de osciloscopio, 98
SPICE, 193
SPL, 184
- Tántalo, Condensador de, 53
Térmica, Resistencia, 78
Tensión, 16
Tensión de Ruptura, 51
Tensión, Medidor de, 83
Termorretractil, 109
THD, 203
Tiempo, 17
Tierra Virtual, Principio de, 158
Tolerancia, 35, 56
Transconductancia, 139
Transformador, 39
Transistor, 125
Trigger, 99, 116
Tutorial, 96
Tweeter, 183
Ventilación Forzada, 59
Voltímetro, 83, 91
Voltímetro Digital, 85
Voltímetro, Verdadero Valor Eficaz, 92
Voltaje, 16
Voltio, 16
- Woofers, 183
- Zócalo, 120
Zener, Diodo, 44, 66, 177, 193
Zobel, Red de, 200