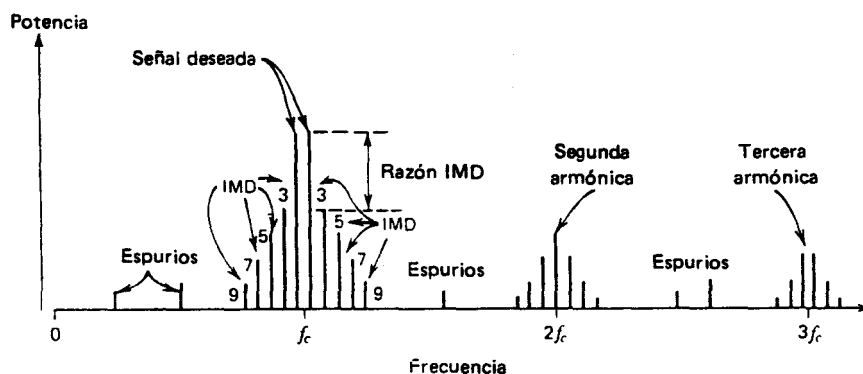


## Cap. 10,- AMPLIFICADORES LINEALES DE POTENCIA

Los amplificadores de potencia (AP) se usan cuando la *eficiencia* y la *salida* de potencia de un circuito amplificador son las consideraciones importantes. Los diversos tipos de AP se identifican por sus clases de operación; es decir, clases A, B, C, D, E, F, G, H, y S. Salvo los de clase A, los demás tipos de amplificador se diferencian fácilmente de los de señal débil por sus configuraciones de circuitos, sus métodos de operación o por ambos. No hay una línea definida de separación entre los amplificadores clase A y los de señal débil; la elección de términos depende de la intención del estudiante.

Los amplificadores de potencia de RF clase A y B se considerarán en este resumen. Estos amplificadores tienen una ganancia de potencia apreciable; producen en una réplica amplificada del voltaje de señal de entrada o de la onda de corriente y se usan comúnmente en transmisores SSB y multimodo, donde se requiere la reproducción exacta de la envolvente y de la fase de la señal. (La amplificación de RF lineal también se puede realizar con otros tipos de amplificadores de potencia (APs). Los circuitos sintonizados o los filtros pasa bajo no son componentes integrales de los amplificadores clase A o B; no obstante, se incluyen a menudo para asegurar la supresión adecuada de armónicas.

Como el ancho de banda de una señal de RF común es una fracción pequeña de la frecuencia de portadora (y del ancho de banda del AP), las señales no deseadas a la salida del amplificador de poder, se pueden dividir en tres categorías. La figura 12.1 describe las relaciones de estas señales con la señal deseada, que en este caso consiste de dos tonos de amplitudes iguales de frecuencias  $f_c \pm f_m$ . La no linealidad del amplificador produce dos tipos de señales no "deseadas": llamadas *armónicas* y los *productos de distorsión por intermodulación* (IMD). Los productos IMD (identificados como órdenes tercero, quinto, séptimo y noveno en la figura 12.1) son prominentes cerca de la frecuencia de portadora. Causan distorsión en la señal recibida e interferencia de canal adyacentes o ambas. Otras señales no deseadas incluyen oscilaciones subarmónicas y parásitas y productos de mezclador; se les llama productos espurios o simplemente "spurs". En un amplificador de potencia de RF, las armónicas y alguno de los productos espurios se pueden eliminar con filtros; sin embargo, los IMD generados deben ser de un nivel aceptablemente bajo.



**Figura 12.1** Productos de distorsión en un AP de RF

Los transistores de unión bipolares (BJT) se usaron en la mayoría de las aplicaciones de potencia de RF antes de la confección de este texto. Los dispositivos MOSFET verticales (VMOS) desarrollados recientemente se fueron incorporando en muchos nuevos diseños, en virtud de su facilidad de polarización e inmunidad a la ruptura secundaria. En consecuencia, se usan los dispositivos BJT y VMOS, dando atención a sus características relevantes y a las diferencias asociadas en diseño. (Se aplican, por lo general, los mismos principios de diseño al equipo de tubos de vacío de alta potencia).

Para asegurar la confiabilidad del AP, el estudiante debe prestar atención cuidadosa a especificaciones de transistor tales como voltajes y corrientes máximos de base (compuerta) y colector (drenaje); temperatura de unión máxima y condiciones de operación que conduzcan a ruptura secundaria en los BJTs. El significado de las especificaciones de corriente y pico de voltaje es evidente, aunque el estudiante debe observar con todo cuidado de qué manera la especificación dada se relaciona con otras condiciones de circuito, como polarización de base. La ruptura secundaria se origina por el valor excesivo del producto instantáneo de voltaje y corriente del colector dando lugar a una mancha caliente dentro del transistor.

Las especificaciones del dispositivo se deben interpretar cuidadosamente, pues los datos proporcionados en los manuales se relacionan a menudo con el pretendido uso del dispositivo, más que con sus especificaciones máximas. Por ejemplo, un transistor de potencia de RF lineal "28.V", se destina para usarse en un AP en la clase B con una alimentación de 28 V en c.c. y, por lo tanto, tendrá una especificación de voltaje máxima de 56 V al

menos. En forma similar, la corriente de alimentación máxima en c.c. se da algunas veces como especificación más que como corriente de colector instantánea máxima.

Dos parámetros que son muy útiles para comparar diferentes configuraciones y clases de operación de los AP, son la eficiencia y la capacidad de salida de potencia. La *eficiencia de potencia en el colector* ( $\eta$ ) o simplemente eficiencia, se define como la razón entre la potencia de salida RF y la potencia de entrada de c.c. del circuito de colector. La *capacidad de salida de potencia normalizada* ( $P_{m\acute{a}x}$ ) se define como la máxima potencia de salida de RF que se puede obtener sin exceder la corriente y voltajes de pico del colector de 1 A y 1 V, respectivamente. La capacidad de potencia de salida real se obtiene de  $P_{m\acute{a}x}$ , al multiplicarla por las especificaciones de voltaje y corriente de colector.

Será conveniente para este capítulo expresar los voltajes y corrientes instantáneas en términos de tiempo angular:

$$\theta = \omega t = 2\pi f t \quad (12-1)$$

pues la mayoría de los procesos en los amplificadores son periódicos y pueden, por lo tanto, describirse completamente en términos del comportamiento dentro de un solo ciclo de RF ( $0 \leq \theta < 2\pi$ ).

Se han simplificado las características de transistor y en gran medida se han ignorado los efectos de alta frecuencia para disponer de ecuaciones y modelos analíticos manejables, para los AP. A pesar de ello, el estudiante encontrará los resultados predichos generalmente exactos dentro de un porcentaje bajo y bastante adecuados para fines de diseño. El comportamiento del transistor se divide en tres regiones, designadas como de corte, activa y de saturación (figura 12.2). Obsérvese que el término saturación se usa aquí con FETs en modo análogo a como se usó con los BJT; muchos textos sobre teoría de semiconductores usan el término saturación para referirse a una corriente de limitación.

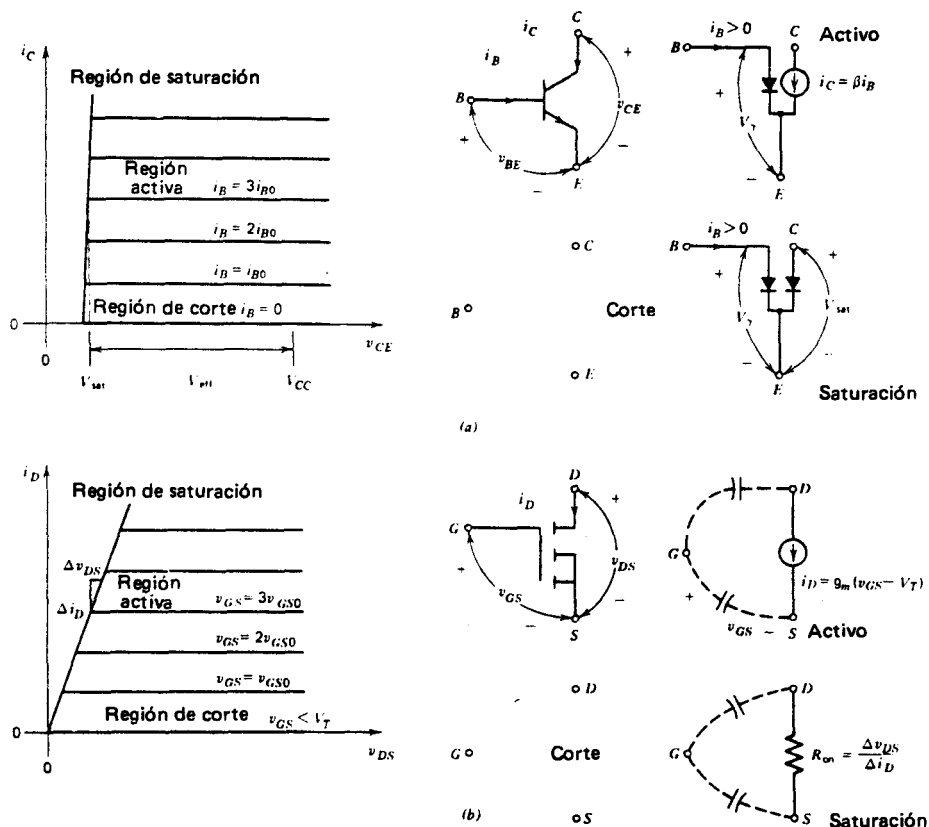
Un BJT NPN (figura 12.2a) se sitúa en la región de corte aplicándole un  $v_{BE}$  menor que su voltaje de iniciación  $V_{\gamma} (\approx 0.7V$  para dispositivos a silicio); en esta región el BJT es esencialmente un circuito abierto. Al incrementar el  $v_{BE}$  hasta hacerlo escasamente mayor que  $V_{\gamma}$ , el transistor entra a la región activa. La unión base-emisor se convierte en un diodo polarizado directamente y la unión colector-emisor se convierte en una fuente de corriente, la que es linealmente proporcional a la corriente de base. Para operar en la región activa, el  $v_{CE}$  debe ser mayor que el voltaje de saturación  $V_{sat} (= V_{CE, sat} = 0.3 V$  para BJT único, con corriente de colector baja). Si la carga no permitiera que  $v_{CE} > V_{sat}$  el dispositivo entraría a la región de saturación y el voltaje de unión colector-emisor sería casi equivalente a un  $V_{sat}$  constante.

Un FET (figura 12.2b) se coloca similarmente en la región de corte aplicándole un  $v_{gs}$  menor que el voltaje de umbral  $v_{\gamma} (\approx 2$  a  $3 V$  para FETs de potencia VMOS) y queda esencialmente como circuito abierto bajo estas condiciones. Al hacerse el  $V_{GS}$  mayor que el  $V_T$ , el FET entra a la región activa y la conexión drenador-fuente es casi equivalente a una fuente de corriente. El valor de la corriente de drenaje en un FET VMOS es casi linealmente proporcional a  $v_{GS} - V_T$ , aunque en FETs operando con señal débil, lo es a  $(v_{GS} - V_T)$ . Un FET es aproximadamente equivalente a una resistencia  $R_{on}$  cuando opera en la región de saturación; se coloca en esta región si la carga produce un voltaje de drenaje menor que  $i_D R_{on}$  si el FET estuviera en la región activa. Las características de los tubos de vacío son en cierta manera semejantes a las de los FETs; no obstante, el  $V_T$  es negativo y el voltaje positivo reja-cátodo hará que fluya una corriente de reja considerable.

La eficiencia es siempre la razón entre la potencia de RF de salida y la potencia de c.c. del colector.

## 12.1 Amplificación clase A

El circuito de un amplificador de potencia en clase A con emisor a tierra (figura 12.3a) es semejante al del amplificador análogo en señal débil. En una aplicación del AP, la resistencia de la carga es por lo general lo suficientemente pequeña para que los efectos de la resistencia y reactancia de derivación del dispositivo sean insignificantes. Como el punto Q (de reposo) (es decir,  $I_{CQ}$ ) se selecciona para conservar siempre al transistor en su región activa, el dispositivo equivale a una fuente de corriente. (figura 12.3 b). El circuito sintonizado paralelo o el filtro equivalente no es una parte necesaria de un amplificador en clase A. Sin embargo, como ningún dispositivo es perfectamente lineal, se incluye a menudo un circuito sintonizado o un filtro para evitar que las corrientes armónicas alcancen la carga.



**Figura 12.2** Características y modelos simplificados de dispositivos; a) transistor de unión bipolar (BJT); b) transistor de efecto de campo VMOS (FET)

En el amplificador de la figura 12-3a, la señal de excitación y la polarización aplicadas se supone que producen la corriente de colector  $i_c(\theta)$  mostrada en la figura 12.3c:

$$i_c(\theta) = I_{CQ} - I_{cm} \text{sen}\theta \quad (12-2)$$

Las componentes armónicas de  $i_c(\theta)$  se omiten en (12.2) porque generalmente tienen poco efecto sobre la potencia o eficiencia de un amplificador clase A. Las componentes de c.c. y a.c. de  $i_c(\theta)$  deben fluir a través de la bobina de RF (RFC) y por el capacitor de bloqueo (Cb), respectivamente y por lo tanto, convertirse en la corriente de entrada

$I_{dc} = I_{CQ}$  y en la de salida  $i_o(\theta) = I_{cm} \text{sen}\theta$ , respectivamente. Las corrientes armónicas producidas por la no linealidad del dispositivo, se envían a tierra a través del circuito sintonizado paralelo. Cualquier componente de frecuencia de portadora de  $i_c(\theta)$  fluye a través de la resistencia de carga R (suponiendo una sintonización adecuada del circuito paralelo sintonizado y efectos insignificantes provenientes de la RFC y del Cb) y produce un voltaje de salida

$$v_o(\theta) = I_{cm} R \text{sen}\theta = V_{om} \text{sen}\theta \quad (12-3)$$

El voltaje de colector debe tener una componente de c.c. igual al voltaje de alimentación y una de a.c. igual al voltaje de salida; así

$$v_c(\theta) = V_{cc} + V_{om} \text{sen}\theta = V_{cc} + V_{cm} \text{sen}\theta \quad (12-4)$$

Como la operación en fuente de corriente del dispositivo puede mantenerse sólo cuando  $v_c(\theta)$  es positivo, es menester limitar el voltaje de salida  $V_{om}$  a valores menores que  $V_{cc}$ . (Realmente, el valor máximo  $V_{om}$  debe ser ligeramente menor que  $V_{cc}$ , debido a los efectos de saturación que se analizarán en la sección 12.3). Como la corriente de colector  $i_c(\theta)$  debe ser similarmente positiva,  $I_{dc} = I_{CQ}$  se hace por lo común igual o ligeramente mayor que la corriente de salida pico  $I_{oms} = V_{om} / R < V_{cc} / R$ . Consecuentemente la potencia de entrada es

$$P_i = V_{cc} I_{dc} = \frac{V_{CC}^2}{R} \quad (12-5)$$

la de salida

$$P_o = \frac{V_{om}^2}{2R} \leq \frac{V_{CC}^2}{2R} \quad (12-6)$$

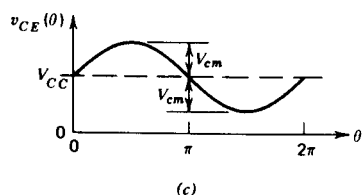
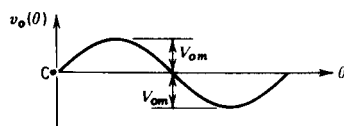
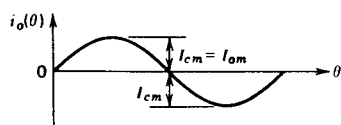
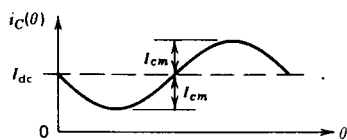
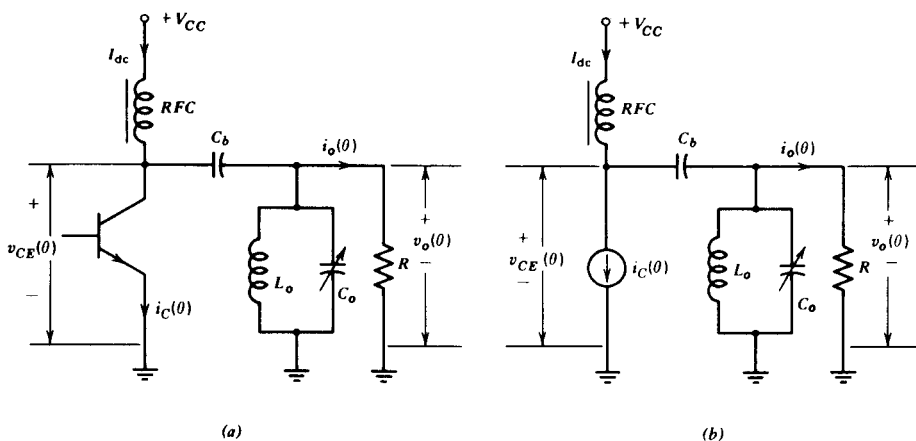
y la eficiencia

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_{om}^2}{2V_{CC}^2} \leq \frac{1}{2} \quad (12-7)$$

La potencia  $P_d$  disipada en el transistor es la diferencia entre  $P_i$  y  $P_o$ . Las relaciones de potencia y eficiencia al voltaje de salida se muestran en la figura 12.4. Un buen diseño supondrá el valor máximo de  $P_d = P_i$ ; para permitir condiciones de no señal o señal reducida.

La observación de las formas de onda de la figura 12.3c muestra que cuando el AP clase A está entregando su salida máxima, el voltaje y corriente de colector máximos son  $v_{c,máx} = 2V_{CC}$  e  $i_{c,máx} = 2I_{CQ} = 2V_{CC}/R$ . La capacidad de salida de potencia normalizada es, por lo tanto,

$$P_{máx} = \frac{P_{o,máx}}{v_{c,máx} i_{c,máx}} = \frac{\frac{V_{CC}^2}{2R}}{(2V_{CC})(2V_{CC}/R)} = \frac{1}{8} \quad (12-8)$$

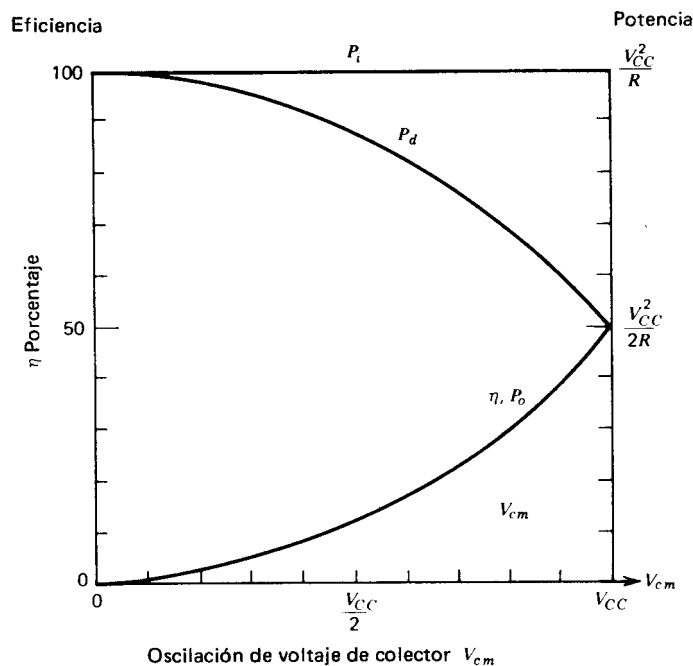


**Figura 12.3** Amplificador clase A: a) circuito; b) circuito equivalente; c) formas de onda

Si se combinan dos dispositivos operando en clase A en una configuración complementaria o configuración contrafase (semejante a la de la figura 12.5a) la  $P_{\text{máx}} = 1/4$ . Este arreglo cancela la mayoría de las corrientes armónicas pares generadas por la no linealidad del dispositivo.

Los amplificadores de potencia de RF en clase A se usan más comúnmente como amplificadores de excitación en bajo nivel.

En estas aplicaciones, la potencia consumida por el amplificador clase A es una porción relativamente pequeña de la potencia total del transmisor. Los AP clase A se utilizan también en frecuencias de microondas, donde resulta difícil emplear otras clases de amplificación.

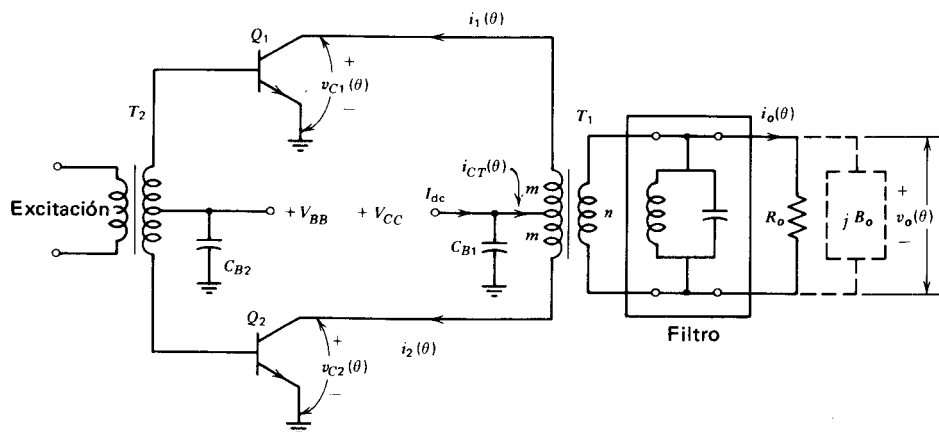


**Figura 12.4** Eficiencia y potencia comparados con oscilación de voltaje de colector en un amplificador clase A

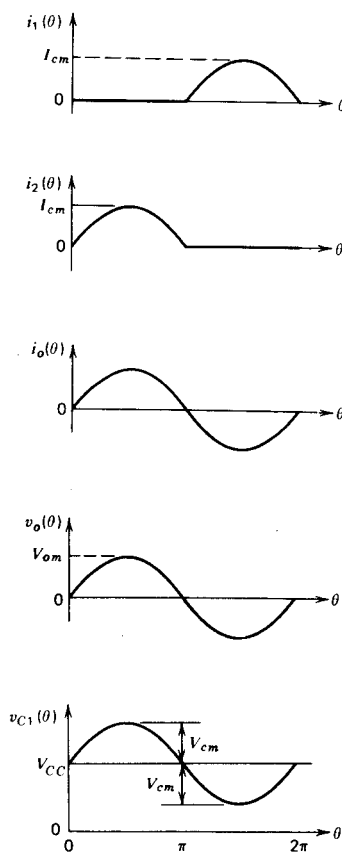
**Ejemplo 12.1.1.** Diseñar (especificando valores componentes y rangos) la porción de salida de un AP clase A que entrega 1 W sobre una carga de  $50 \Omega$  en  $f=10$  Mhz con un voltaje de alimentación de + 12V: primero el voltaje de salida pico de RF (de acuerdo a 12.6) es  $V_{om} = (2RP_o)^{1/2}=10V$ . La corriente de salida de RF pico es entonces  $I_{cm} = V_{om}/R = 200$  m A, por lo que  $I_{dc} = 200$  m A,  $P_i = 12 (0.2) = 2.4$  W, y  $\eta = 1/2.4 = 41.7$  %. Las especificaciones pico del dispositivo son  $V_{C, \text{máx}} = 12 + 10 = 22$  V;  $v_{C, \text{máx}} = 200 + 200 = 400$  mA. Durante la operación normal,  $P_d = 2.4 - 1 = 1.4$ W; no obstante, para permitir operación segura con amplitud de señal reducida, el disipador de calor debe disipar  $P_d = P_i = 2.4$ W. Para  $Q = 5$ ,  $X_{L_o} = X_{C_o} = 50/5 = 10$ , por lo que  $0,159 \mu\text{H}$  y  $C_o = 1592$  pF. La reactancia de la RFC debe ser cuando menos  $10R$ , para minimizar su efecto en el circuito, por lo que  $RFC \geq 8 \mu\text{H}$ . De manera similar para  $X_{C_b} \leq R/10$ ,  $C_b \geq 3200$  pF.

## 12.2 Amplificación clase B

La amplificación en clase B es más eficiente que la A para amplificación de RF lineal; de ahí que se use la B con frecuencia en AP lineales de mediana y alta potencia. La configuración más común es el circuito acoplado a transformador en contrafase de la figura 12.5 a, aunque también se usan versiones complementarias similares a las usadas en amplificación en audio (AF). Puede utilizarse una versión sintonizada de terminación



(a)



(b)

**Figura 12.5** Amplificador clase B; a) circuito y b) formador de onda

única para amplificación lineal de banda estrecha, semejante a los amplificadores clase C discutidos en la sección 13.1.

Los principios de operación de un AP clase B en RF son semejantes a los AP clase B de AF. Los dos transistores se excitan desfasados en  $180^\circ$ , para que cada uno esté activo durante medio ciclo y no opere el resto de éste. Cuando los transistores están en la región activa, son esencialmente fuentes de corriente. La alta eficiencia puede atribuirse a la corriente de colector nula en los transistores cuando sus voltajes de colector son los más altos. Es importante observar que en la amplificación clase B, ningún dispositivo por sí mismo produce una réplica amplificada de la entrada de amplificador. Se secciona la señal, es amplificada eficientemente y después reensamblada.

Supóngase que los dispositivos son perfectamente lineales y que cada uno es una fuente de corriente de media senoide con amplitud pico  $I_{cm}$  (figura 12.5b). Durante un medio ciclo dado, sólo un medio del devanado primario del transformador T1 lleva corriente. La transformación de la corriente en  $m$  vueltas del primario a  $n$  del secundario, produce una corriente de salida sinusoidal

$$i_o(\theta) = \frac{m}{n} I_{cm} \text{sen}\theta \quad (12-9)$$

que a su vez da lugar a un voltaje de salida

$$v_o(\theta) = \frac{m}{n} I_{cm} R_o \text{sen}\theta = V_{om} \text{sen}\theta \quad (12-10)$$

La transformación de este voltaje al devanado primario da la forma de onda de voltaje de colector

$$v_{C1}(\theta) = V_{CC} + V_{cm} \text{sen}\theta \quad (12-11)$$

donde la oscilación del voltaje de colector es

$$v_{cm} = \frac{m}{n} V_{om} = \frac{m^2}{n^2} I_{cm} R_o = I_{cm} R \quad (12-12)$$

En la expresión anterior, R es la resistencia vista a través de la mitad del devanado primario, con la otra mitad abierta.

Mantener un voltaje de colector negativo requiere que  $V_{cm} \leq V_{CC}$ , limitando así la potencia de salida a

$$P_o = \frac{V_{cm}^2}{2R} \leq \frac{V_{CC}^2}{2R} = \frac{V_{CC}^2}{2(m^2/n^2)R_o} \quad (12-13)$$

La corriente  $i_{CT}(\theta) = I_{cm} |\text{sen}\theta|$  de derivación central es la suma de las dos corrientes de colector, y la corriente  $I_{dc}$  de entrada es la componente de c.c. de la corriente de derivación central; así,

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{CT}(\theta) d\theta = \frac{2I_{cm}}{\pi} = \frac{2}{\pi} \frac{V_{cm}}{R} \quad (12-14)$$

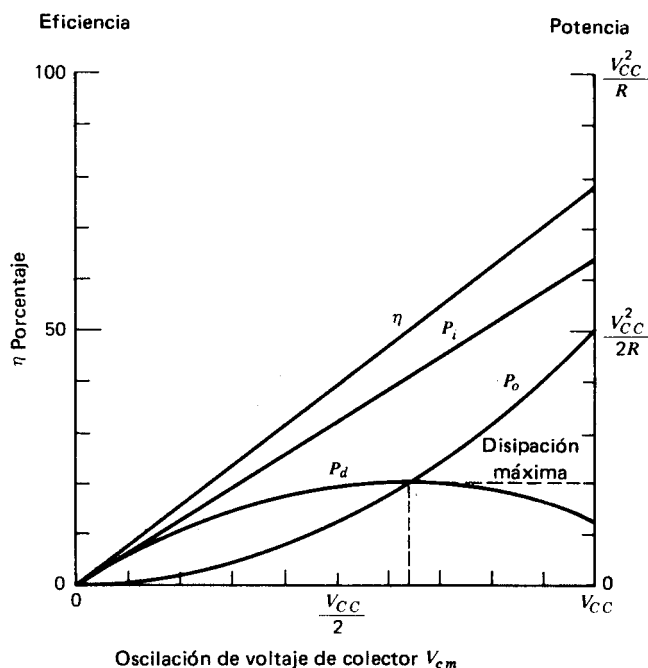


Figura 12.6 Eficiencia

La eficiencia en este caso es

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{\pi V_{cm}}{4V_{CC}} \leq \frac{\pi}{4} \approx 0,785 \quad (12-15)$$

Como el voltaje pico de colector es  $V_{CC} + V_{cm} = 2 V_{CC}/\pi$

$$P_{m\acute{a}x} = \frac{V_{CC}^2/2R}{(2V_{CC})(V_{CC}/R)} = \frac{1}{4} \quad (12-16)$$

La potencia ( $P_d$ ) disipada en cada dispositivo en un medio de la diferencia entre  $P_i$  y  $P_o$ . La disipación máxima en cada transistor es

$$P_{d1,m\acute{a}x} = P_{d2,m\acute{a}x} = \frac{V_{CC}^2}{\pi^2 R} \quad (12-17)$$

y tiene lugar cuando  $V_{cm} = 2V_{CC}/\pi$  (ver figura 12.6).

**Ejemplo 12.2.1.** Diseñar un amplificador clase B para entregar 25 W a una carga de 50 Ohms, usando una alimentación de c.c. que tenga  $V_{CC} = 28V$ . Las redes de acoplamiento sintonizadas no van a usarse: de (12.13),  $R \leq 28^2/(2 \times 25) = 15.7$  ohms. El valor más conveniente de R es 12.5 Ohms, obtenido con  $m/n = 2$ . Para obtener 25 W,  $V_{cm} = \sqrt{2RP_o} = \sqrt{2 \times 12.5 \times 25} = 25V$ . Entonces  $I_{cm} = V_{cm}/R = 2$  A,  $I_{dc} = 2I_{cm}/\pi = 1.27$  A,  $P_i =$

$1.27 \times 28 = 35.6W$ . De aquí,  $\eta = 25/35.6 = 70.1$  por ciento, y la disipación máxima de colector en cada dispositivo es  $(28)^2 / (\pi^2 \times 12.5) = 6.35W$  según (12.17). Los transistores deben soportar voltajes pico de  $28 + 25 = 53V$  y corrientes pico de colector de 2A.

## TRANSISTORES DE POTENCIA EN RF

### Empaquetado

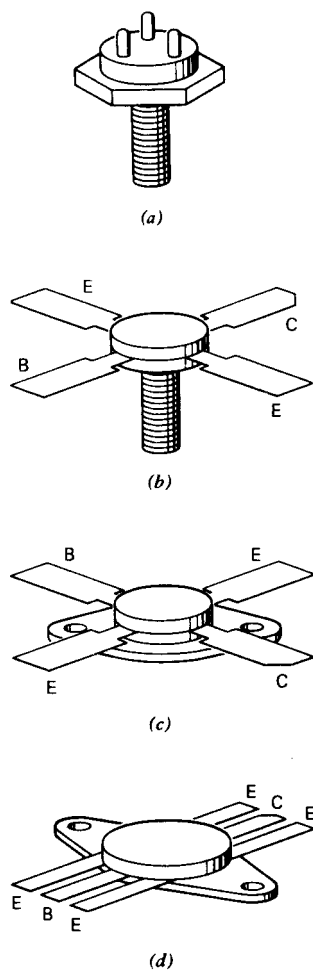
Hay tres tipos de envases básicos que se usan comúnmente para transistores de potencia en RF. La figura 12.18a muestra un empaquetado sencillo montado en poste que se emplea comúnmente en los antiguos transistores de potencia en RF. El poste facilita el montaje con baja resistencia térmica.

Las figuras 12.18b y c muestran empaquetados de "emisor opuesto en franjas" (SOE) con conductores de "cinta" de baja inductancia que se conectan fácilmente al alambrado de mesa PC. El emisor se conecta algunas veces al envase, permitiendo prescindir de los dos conductores de emisor. Un problema que algunas veces se encuentra con los empaquetados a) y b) es que el torque excesivo de montaje puede romper el poste, arruinando al transistor. El empaquetado con montaje a plancha c) resuelve este problema, por tener dos orificios para tornillos y una superficie plana para resistencia térmica baja. El empaquetado d) identificado comúnmente por varias marcas de fábrica, proporciona características mejores de línea de transmisión en entrada y salida.

#### Construcción de transistores de potencia bipolar

Las técnicas de incrustado y de inter digitación se usan por lo común para fabricar transistores en RF de alta potencia. Como se muestra en la figura 12.19, los contactos de base y emisor se disponen como dedos entrelazados. Junto con el contacto de emisor, hay varios puntos emisores.

La construcción interdigital permite una distribución equitativa de la corriente de base, una distancia menor de la base a los emisores, así como resistencias de contacto más bajas. El uso de muchos emisores pequeños hace posible una mancha caliente local, que puede conducir a una reacción en cadena en fuga térmica. Para evitar esto, se introduce a menudo una resistencia (lastre de emisor) para obligar a la corriente a dividirse equitativamente entre los emisores.



**Figura 12.18** Tipos de empaques para transistor de potencia en RF; a) Montado en poste; b) SOE montado en poste; c) SOE montado en plancha; d) línea de franja mejorada montada en plancha

## Construcción de FETs de potencia en RF

La técnica VMOS desarrollada recientemente ha hecho posible FETs adecuados para aplicaciones de potencias en RF. En un FET VMOS, la corriente fluye verticalmente (de aquí el nombre Vertical MOS) y no horizontalmente, como en un FET ordinario. La figura 12.20 describe la sección transversal de un FET VMOS, mostrando la estructura con ranura en V, que no se presenta en FETs convencionales. Un potencial de compuerta positivo (y cuerpo) respecto a la fuente, crea un campo eléctrico que induce un canal de tipo N en ambas caras del cuerpo adyacente a la compuerta. Esto completa el circuito para la fuente N + a través del canal N y la capa epi-N hacia el sustrato N +.

Los VMOS se caracterizan por una alta densidad de corriente y una capacidad baja por consiguiente entre compuerta y drenador. Una conductividad de salida baja se traduce en una operación casi ideal de fuente de corriente. En niveles bajos de corriente, se mantiene la relación cuadrática de voltaje de compuerta a corriente de drenador. Sin embargo, arriba de un cierto nivel, una intensidad de campo incrementada no aumenta la velocidad de deriva. En virtud de este efecto de "saturación de velocidad", la característica de transferencia para niveles de corriente medios y altos es lineal.

Los FETs ofrecen varias ventajas de importancia sobre los BJTs, incluyendo una potencia más baja de excitación y la ausencia de tiempo de almacenamiento. Además, como hay una característica de temperatura negativa, los FETs no están expuestos a fuga térmica, a acaparamiento de corriente, a manchas calientes ni a ruptura secundaria. En operación con modalidad de conmutación, los FETs VMOS pueden pasar corriente de drenador, en cualquier dirección (es decir, son bilaterales); los BJTs son, en la mayoría de los casos, unilaterales.

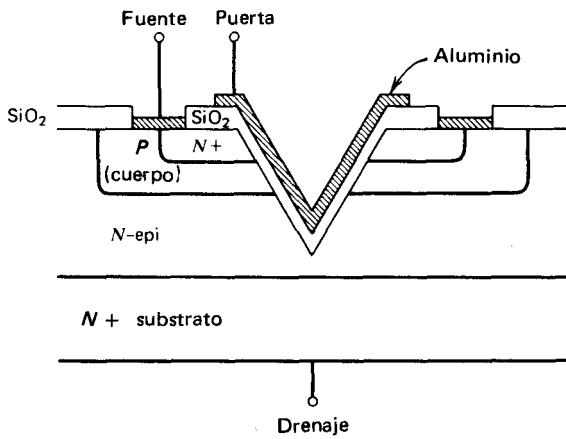


Figura 12.19 Construcción de un transistor bipolar de potencia en RF

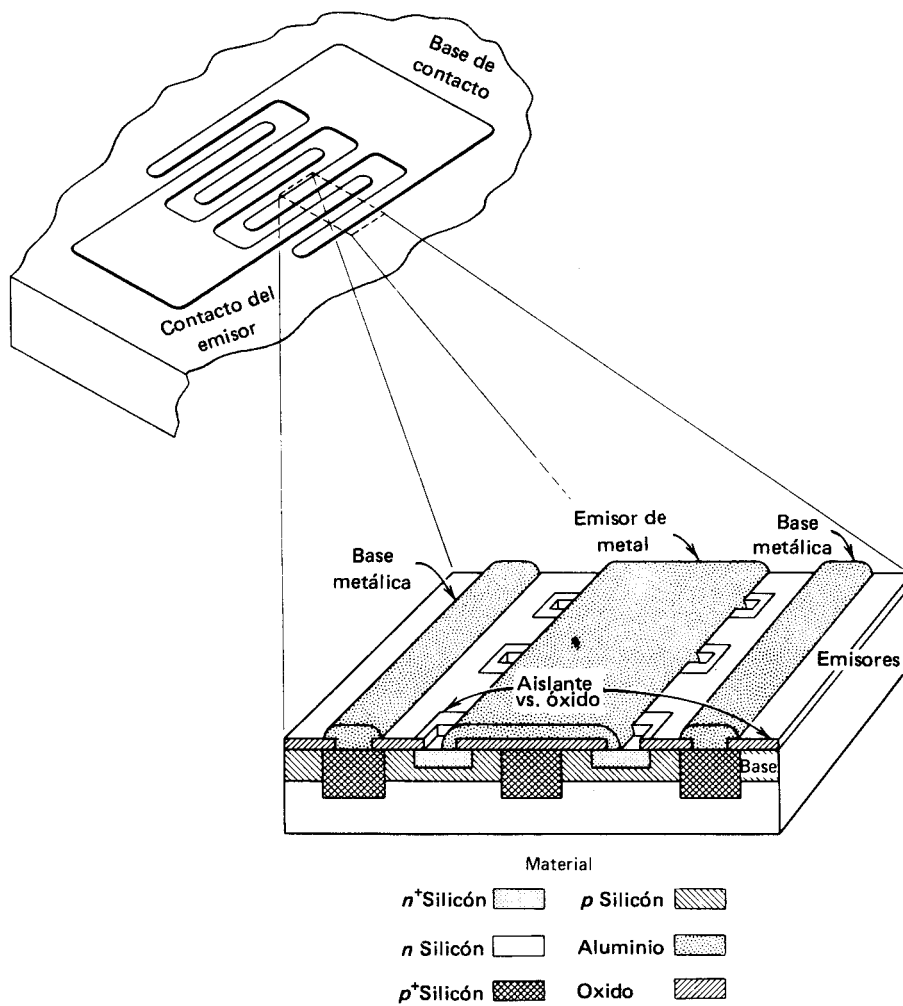


Figura 12.20 Sección transversal de un FET de potencia VMOS

# AMPLIFICADORES DE POTENCIA SINTONIZADOS

Muchas aplicaciones no requieren amplificación lineal en RF y pueden por consiguiente utilizar la mayor eficiencia y sencillez ofrecidas por los amplificadores de potencia (AP) sintonizados en clase C. Tales aplicaciones incluyen amplificación de señales CW, FM y AM (en banda lateral doble y portadora completa). Las señales CW y FM tienen como máximo dos posibles amplitudes; la variación de amplitud que se requiere para una señal de AM se realiza por variación del voltaje de alimentación del AP.

El circuito o filtro de salida sintonizado es una parte necesaria de un amplificador en clase C, más que un simple medio de reducir el contenido armónico en la salida. En la mayoría de las aplicaciones donde se usa la clase C, es aceptable un circuito o red de acoplamiento de banda estrecha (en lugar de un filtro de banda ancha). El circuito de banda angosta sintonizada, o la red acopladora pueden, por supuesto, utilizarse con APs lineales en clases A y B cuando no se requiera operación en banda ancha.

Es importante para el estudiante tener presente la diferencia considerable entre las versiones a tubo de vacío y de estado sólido del amplificador clase C. El clásico o verdadero AP en "clase C" utilizado ampliamente en transmisores a tubos de vacío utiliza su dispositivo activo como fuente de corriente (posiblemente saturante). La operación de su equivalente en estado sólido es considerablemente más compleja y es muy difícil estudiarla analíticamente. Puede denominarse "modo mixto en clase C" para diferenciarla del AP clásico en "clase C".

## 13.1 Amplificadores de fuente de corriente clase C

La topología de circuito (figura 13.1a) del amplificador de potencia clásico C es la misma que la del amplificador clase A de la figura 12.3. El dispositivo activo está también energizado para operar como fuente de corriente. Sin embargo, la forma de onda de corriente que produce no es (aun en la ausencia de no linealidades de dispositivo) la corriente sinusoidal deseada en la carga. La forma de onda de corriente puede tener una amplia variedad de conformaciones, aunque casi siempre se configura como una onda sinusoidal polarizada. Así, esta forma de onda de corriente de drenaje (figura 13.1b) es parte de una onda sinusoidal cuando el dispositivo está activo y cero cuando está en corte. Observar que la corriente IDQ (análoga a la corriente estática en un AP clase A o B) es negativa en un AP clase C, mientras que la corriente IDD (producto de la excitación) es positiva.

$$\begin{aligned} i_D(\theta) &= I_{DQ} - I_{DD} \text{sen} \theta, & I_{DQ} - I_{DD} \text{sen} \theta &\geq 0 \\ i_D(\theta) &= 0, & I_{DQ} - I_{DD} \text{sen} \theta &< 0 \end{aligned} \quad (13-1)$$

La parte del ciclo de RF en que el dispositivo pasa en su región activa se llama ángulo de conducción y se representa aquí por  $2y$ . El ángulo de conducción se relaciona con la magnitud de la corriente de polarización IDQ y con la de la corriente de excitación IDD por

$$\begin{aligned} y &= 0, I_{DD} + I_{DQ} < 0 \text{ (Corte de transistor)} \\ y &= \pi, I_{DQ} - I_{DD} > 0 \text{ (Operación clase A)} \\ y &= \arccos(I_{DQ}/I_{DD}) \text{ de otro modo (op clase B o C)} \end{aligned} \quad (13-2)$$

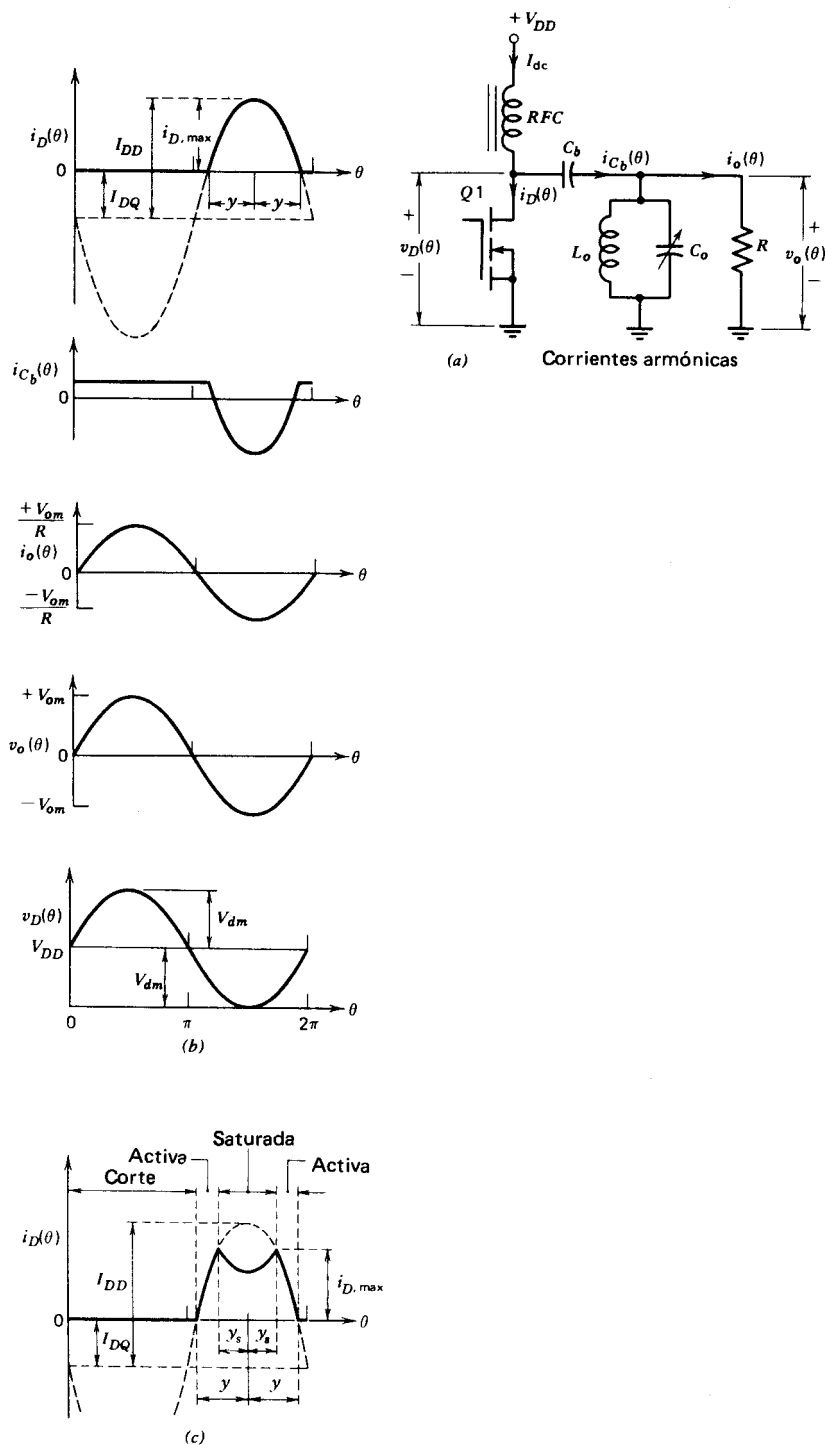
Inversamente, la polarización se puede escribir como función de una excitación y de un ángulo de conducción como

$$I_{DQ} = -I_{DD} \cos y \quad (13-3)$$

Observe que estas expresiones incluyen a las clases A ( $y = \pi$ ) y B ( $y = \pi/2$ ), así como a la C, que se define por la conducción en menos de un medio del ciclo de RF ( $y < \pi/2$ ).

La corriente de alimentación  $I_{dc}$ , requerida con esta forma de onda de corriente de drenaje es un componente c.c.:

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_D(\theta) d\theta = \frac{1}{\pi} (I_{DQ} y + I_{DD} \text{sen} y) = \frac{I_{DD}}{\pi} (\text{sen} y - y \cos y) \quad (13-4)$$



**Figura 13.1** Amplificador clase C; a) circuito; b) formas de onda; y c) corriente de drenaje en un amplificador clase C saturado

y la potencia de entrada es entonces  $P_i = V_{DD}I_{dc}$ . Como la componente de c.c. de la corriente de drenaje fluye por la bobina RFC de RF, la alterna  $i_{Cb}(\theta)$  circula a través del capacitor de bloqueo  $C_b$  y finalmente a través de la carga o circuito sintonizado. El circuito sintonizado proporciona (idealmente) una trayectoria de impedancia cero hacia tierra para las corrientes armónicas contenidas en  $i_{Cb}(\theta)$ , evitando así (también idealmente) la generación de voltajes armónicos en la salida. (Observar que esto requiere el uso de un circuito paralelo sintonizado y no uno serie.) El circuito de salida sintonizado paralelo tiene, sin embargo, una reactancia infinita en la componente de frecuencia de  $i_{Cb}(\theta)$ , obligándola así a penetrar completamente a la carga R, donde genera un voltaje de salida  $v_o(\theta) = V_{om} \text{sen } \theta$ .

La magnitud  $V_{om}$  del voltaje de salida se determina multiplicando la componente de frecuencia fundamental de  $-i_D(\theta)$  por  $R$ ; así,

$$V_{om} = -\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_D(\theta) R \sin \theta d\theta = \frac{R}{2\pi} (4I_{DQ} \text{sen} y + 2I_{DD} y + I_{DD} \text{sen} 2y) \quad (13-5)$$

$$V_{om} = \frac{I_{DD} R}{2\pi} (2y - \text{sen} 2y) \quad (13-6)$$

El segundo paso se realiza usando (13.2) para sustituir a  $I_{DQ}$  en (13.5). La potencia de salida es entonces  $P_o = V_{om}^2 / 2R$  y la eficiencia es  $\eta = P_o / P_i$ . Observar que la relación entre la corriente de excitación y la amplitud de salida es por lo general no lineal (figura 13.3), pues el ángulo de conducción  $2y$  es función de la corriente de excitación. Las excepciones se presentan cuando  $y = \pi$  (clase A) y cuando  $y = \pi/2$  (clase B). La operación lineal en clase B de terminación única es así posible si se dota de un circuito de salida paralelo sintonizado.

La eficiencia de un amplificador clase C, como la de uno clase A o B, es generalmente la más elevada en su salida pico; es decir, cuando la oscilación del voltaje de drenaje  $V_{dm} = V_{om} = V_{DD}$ . La clase C se usa, por lo general en aplicaciones donde no hay variación en la amplitud de la señal y donde puedan usarse redes acopladoras. En consecuencia, es posible usualmente diseñar un amplificador en clase C para operar cerca de su salida pico y cerca de su eficiencia máxima.

La eficiencia de una salida pico se puede relacionar directamente con el ángulo de conducción; esto es especialmente útil para diseñar un amplificador con una eficiencia específica. La sustitución de (13.2) en (13.4) da  $I_{dc}$ , y de aquí  $P_i$  en términos de  $I_{DD}$  e  $y$ . Fijando  $V_{dm} = V_{DD}$  en (1.6), da  $I_{DD}$  como función de  $y$ . Como la salida de potencia es entonces  $P_o = (V_{DD})^2 / 2R$ ,

$$\eta_{m\acute{a}x} = \frac{2y - \text{sen} 2y}{4(\text{sen} y - y \cos y)} \quad (13-7)$$

La capacidad de salida de potencia se puede relacionar también con el ángulo de conducción. Como  $i_{D,m\acute{a}x} = I_{DQ} + I_{DD}$  y  $V_{D,m\acute{a}x} = 2V_{DD}$ ,

$$P_{m\acute{a}x} = \frac{P_{o,m\acute{a}x}}{v_{D,m\acute{a}x} i_{D,m\acute{a}x}} = \frac{2y - \text{sen} 2y}{8\pi(1 - \cos y)} \quad (13-8)$$

La variación de la eficiencia y de la capacidad de salida de potencia con el ángulo de conducción se muestra en la figura 13.2. En primer término, obsérvese las eficiencias del 50 y 78.5 por ciento, familiares para las operaciones en clases A y B, respectivamente. La eficiencia de la operación clase C puede aumentarse hacia el 100 por ciento (en un amplificador ideal) reduciendo el ángulo de conducción hacia cero. El aumento en la eficiencia puede atribuirse a que se saca corriente de drenaje cuando el voltaje de drenador está cerca de su mínimo. Sin embargo, como esto conduce a incrementar el valor pico de la corriente de drenaje para mantener la misma salida, la  $P_{m\acute{a}x}$ , disminuye hacia cero cuando la eficiencia aumenta hacia el 100 por ciento. Diseñar un amplificador clase C implica, por consiguiente entre otras cosas, un compromiso entre *eficiencia* y *tasas de diseño*. Note que con un AP de terminación única (un transistor) para operación en clase A o en B, la  $P_{m\acute{a}x} = I/8$ ; esto es consistente con  $P_{m\acute{a}x} = I/4$  para el amplificador push-pull en clase B dado antes, que tiene dos transistores.

Como se mencionó antes, la forma de onda del voltaje drenador no necesita ser una parte de una onda senoidal. De hecho, difiere por lo general un poco del modelo idealizado que se usa aquí. Se han usado algunos otros modelos [2.5], incluyendo formas exponencial, cuadrática y rectangular, así como formas derivadas de curvas características de tubo de vacío. Los resultados son generalmente semejantes [2]. Un aspecto interesante de la forma de onda rectangular de drenaje es que la característica de transferencia en amplitud es lineal, independientemente del ángulo de conducción [4].

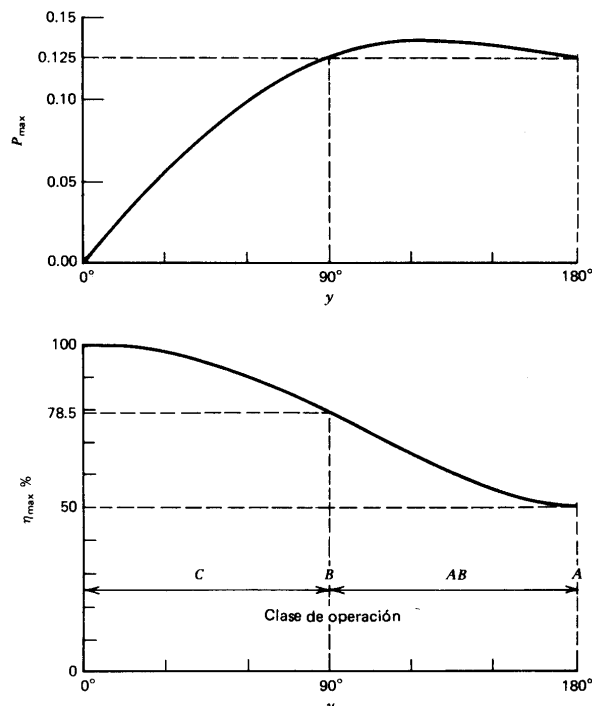


Figura 13.2 Eficiencia y capacidades de potencia de la operación Clase C

Las consideraciones prácticas evitan alcanzar la eficiencia y salida de potencia indicadas por las ecuaciones anteriores idealizadas. Los efectos del voltaje de saturación se pueden determinar usando  $V_{eff} = V_{CC} - V_{sat}$  en lugar de  $V_{CC}$  en todos los cálculos, salvo por la potencia de entrada, como en un AP clase B. En virtud de la resistencia de saturación  $R_{on}$ , un FET entra en saturación (figura 12.2) durante parte del ciclo de RF si el voltaje de drenaje mínimo  $V_{DD} - V_{dm}$  es igual o menor que  $I_{Dm}R_{on} = (I_{DQ} - I_{DD}) R_{on}$ . Observe que esto difiere de la forma dada en la sección 12.3 para los APs clase B. Los efectos de la reactancia en la carga de un AP clase C son semejantes a los de un AP clase B y se tratan en la misma manera (sección 12.3).

**Ejemplo 13.1.1.** Diseñe un AP clase C para entregar  $25\text{ W}$  a una carga de  $50\text{ ohms}$ , con eficiencia del  $85\%$  (sin considerar efectos de saturación). La operación se hará en  $50\text{ Mhz}$  y la fuente de potencia será de  $+12\text{ V}$ : en primer lugar,  $V_{DD} = 12\text{ V}$  y  $P_o = 25\text{ W}$  implican una carga de  $R = 12^2 / (12 \times 25) = 2.88\text{ ohms}$ , que se debe obtener mediante una red acopladora  $\pi$  con un  $Q$  de 5 o mayor. Una solución iterativa de (13.7) auxiliada por la figura 13.2 da  $y = 73.5^\circ$  ( $1282\text{ rad}$ ) para  $\eta_{max} = 85\%$ . Insertando  $y$  y  $V_{om} = 12$  en (13.6) da  $I_{DD} = 12.97\text{ A}$ ; la (13.2) da entonces  $I_{DQ} = 3.70\text{ A}$ . Para estos valores, la corriente de dispositivo máxima  $i_{D,max} = 12.97 - 3.70 = 9.27\text{ A}$ ; el voltaje de dispositivo máximo es  $2 \times 12 = 24\text{ V}$ . Las corrientes de polarización y de excitación ( $I_{DQ}$  e  $I_{DD}$ ) se obtienen por aplicación de voltajes analógicos a la compuerta.