



6 Amplificadores de potencia de RF de alto rendimiento

Este capítulo está basado en el libro [1]. Solo se analizarán los AP de alto rendimiento más comunes, Clase D, E, F, y S, pero existen muchos otros como el G, H, J, etc.

6.1 Introducción

Un AP de alto rendimiento es aquel que alcanza un rendimiento mayor que el que se logra normalmente con los AP Clase A, B o C en una misma aplicación. Hay una gran variedad de AP de alto rendimiento y de técnicas para combinarlos. De acuerdo a la topología del circuito, así como el modo de operación, las Clases D, E, F, G, H y S se usan para designar varios métodos de amplificación con alto rendimiento. Se advierte al lector que estos términos no son universales, específicamente las Clases D y S que algunos autores intercambian entre sí su significado.

El alto rendimiento de esos AP proviene de las técnicas que reducen el promedio del producto tensión corriente de colector (es decir, la disipación de potencia en el dispositivo). En los AP en modo de conmutación (Clases D, E y S) la premisa anterior se realiza usando los dispositivos activos (normalmente BJT o FET) como conmutadores en lugar de usarlos como fuentes de corriente. Como un conmutador ideal, cualquiera sea el momento tiene tensión cero entre sus terminales o la corriente que lo atraviesa es nula, no disipa potencia. Otros AP de alto rendimiento (Clases F, G, y H) usan técnicas especiales de circuito, incluyendo resonadores armónicos y tensiones múltiples de alimentación, para reducir el producto tensión corriente de colector. Un AP de alto rendimiento está, por supuesto, implementado con dispositivos reales y por lo tanto sujeto a los efectos de la tensión y la resistencia de saturación, las reactancias parásitas y a los tiempos de conmutación no nulos, que reducen su rendimiento respecto a la de un amplificador idealizado.

Un AP con alto rendimiento permite un aumento de potencia de salida con la misma potencia de alimentación, o una mayor potencia de salida con una menor potencia de alimentación. Esto último permite reducir el tamaño de la fuente de alimentación, de la batería o de ambos. Aunque esto es particularmente importante en los transmisores portátiles, también lo es en transmisores de alta potencia, donde el costo de energía eléctrica es considerable. El porcentaje de reducción en la potencia disipada puede ser apreciable, permitiendo reducir considerablemente la dimensión y peso de los disipadores de calor. La disipación más baja de potencia reduce la temperatura de la unión del dispositivo, con el consecuente aumento de la confiabilidad.

El rendimiento promedio de estos amplificadores permanece alto para señales moduladas en amplitud algo que no sucede con AP Clase A o B.

La construcción de los amplificadores de potencia de alto rendimiento es, por lo general, muy semejante a la de los AP convencionales de RF para la misma potencia y el mismo rango de frecuencias. Se usan los mismos tipos básicos de choques, capacitores de derivación, transformadores y filtros de banda ancha. El diseño de los PCB y la performance de los componentes de banda ancha en general es más exigente ya que los armónicos de corriente y tensión son más importantes que en los AP clásicos. Los disipadores de calor son más pequeños, aunque normalmente no se los eliminan completamente por razones de seguridad y confiabilidad.

6.2 Amplificación Clase D, funcionamiento idealizado

Un amplificador Clase D emplea un par de dispositivos activos y un circuito de salida sintonizado. Los dispositivos se excitan lo suficiente como para que funcionen como una llave de dos polos, lo que define una forma de onda de tensión o de corriente rectangular. El circuito de salida se sintoniza en la frecuencia de conmutación eliminando sus armónicas, originando una salida sinusoidal. El rendimiento de un amplificador Clase D idealizado es de 100%.

6.2.1 Configuración conmutación de tensión complementaria

El amplificador Clase D menos complicado es el circuito de conmutación de tensión complementaria que se muestra en la Fig. 6.1(a). El transformador de entrada hace que Q_1 y Q_2 se energicen con corrientes que están desfasadas 180° . En consecuencia cuando Q_1 está encendido, Q_2 está apagado y viceversa. El par de transistores equivale a un conmutador de doble polo, como se ve en la Fig. 6.1(b). El capacitor C_b tiene un valor lo suficientemente grande como para derivar a tierra cualquier componente de CA de la señal, manteniendo así una tensión constante $+V_{CC}$ en el colector de Q_1 . Observe que se pueden usar en este circuito transistores PNP, FET, así como transistores NPN si se aplica una excitación adecuada (por ejemplo invirtiendo un devanado del secundario del transformador).

Por el momento, se supondrá un ciclo de operación del 50%. La tensión $v_{C2}(\theta)$ aplicada al circuito sintonizado es entonces una onda cuadrada con niveles 0 y $+V_{CC}$ que se puede representar por

$$v_{C2}(\theta) = V_{CC} \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2}s(\theta) \right] \quad (1)$$

donde $s(\theta)$ es una onda cuadrada de amplitud +1 cuando $\sin \theta$ es positivo y -1 cuando $\sin \theta$ es negativo. La serie de Fourier correspondiente a esta función es

$$s(\theta) = \frac{4}{\pi} \left(\sin \theta + \frac{1}{3} \sin 3\theta + \frac{1}{5} \sin 5\theta + \dots \right) \quad (2)$$

de donde

$$v_{C2}(\theta) = V_{CC} \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sin \theta + \frac{2}{3\pi} \sin 3\theta + \frac{2}{5\pi} \sin 5\theta + \dots \right) \quad (3)$$

Esta forma de onda representa un conjunto de tensiones que se aplican a la red formada por la resistencia de carga R y el circuito serie sintonizado (L_0 y C_0). La corriente de salida se determina por la respuesta de esta red a las frecuencias presentes en la forma de onda de conmutación. El capacitor evita que cualquier componente de CC aparezca a la salida. Con un Q razonable, la impedancia de entrada del circuito serie sintonizado será muy alta para todas las armónicas de la frecuencia de conmutación, además, las amplitudes de las tensiones armónicas de la forma de onda de conmutación son más pequeñas que la amplitud de la componente de la frecuencia fundamental. Las corrientes armónicas a la salida se reducen así a niveles despreciables en lo que concierne al funcionamiento del AP. Sin embargo, puede ser necesario un filtrado adicional para reducir las corrientes armónicas en la carga y evitar niveles inadmisibles de interferencia con otras transmisiones.

Si el circuito serie L_0 C_0 está adecuadamente sintonizado, tendrá reactancia nula a la frecuencia fundamental de la conmutación. Por consiguiente, la componente de frecuencia fundamental de la onda cuadrada se aplica directamente a la carga. Dado que las componentes armónicas son despreciables

$$i_o(\theta) = \frac{2V_{CC}}{\pi R} \sin\theta \quad (4)$$

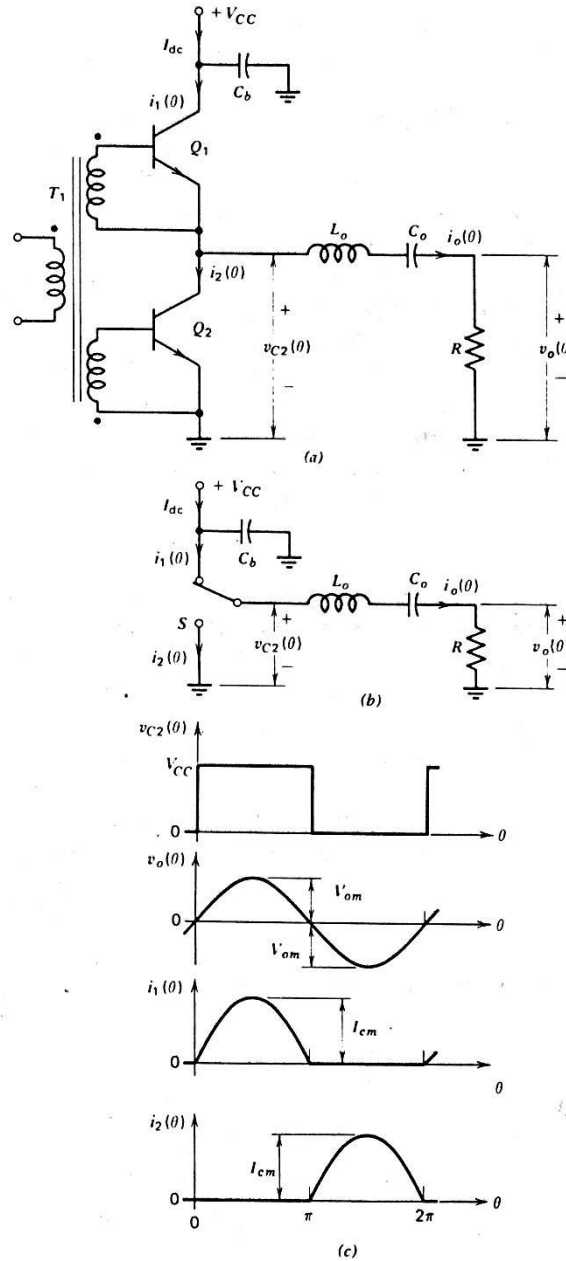


Fig. 6.1 AP Clase D configuración conmutación de tensión complementaria por, (a) circuito, (b) circuito equivalente y c) formas de onda.

Esta corriente de salida sinusoidal fluye a través de cualquiera de los dispositivos (Q_1 o Q_2) que se encuentre conduciendo en un tiempo dado. En consecuencia, las corrientes de colector son semi-sinusoides, con valores pico de $2V_{CC}/\pi R$, como se ilustra en la Fig. 6.1(b).

La amplitud V_{om} de la tensión de salida sinusoidal $v_o(\theta)$ es $2V_{CC}/\pi$, como se observa en (3) o en (4). La potencia de salida es, por lo tanto

$$P_o = \frac{V_{om}^2}{2R} = \frac{2}{\pi^2} \frac{V_{CC}^2}{R} \approx 0,203 \frac{V_{CC}^2}{R} \quad (5)$$

La corriente de entrada de CC es el promedio de $i_1(\theta)$, por lo tanto

$$I_{dc} = \frac{I_{cm}}{\pi} = \frac{2}{\pi^2} \frac{V_{CC}}{R} \quad (6)$$

y la potencia de entrada es

$$P_i = V_{CC} I_{dc} = \frac{2}{\pi^2} \frac{V_{CC}^2}{R} \quad (7)$$

La capacidad de salida de potencia normalizada, es una figura de mérito que se determina normalizando la potencia de salida de (5) por el producto de la tensión máxima V_{CC} y la corriente máxima $2V_{CC}/\pi R$ que soporta el dispositivo, obteniéndose $P_{max} = 1/\pi \approx 0,318$.

Al comparar la potencia de CC (6) con la potencia de salida (5) se ve que el rendimiento es del 100%. Este resultado no debe sorprender, pues los dispositivos tienen tensión cero cuando conducen corriente y corriente cero cuando tienen tensión no nula. La potencia de salida de la misma configuración de circuito, funcionando en Clase B es de 78,5% de la potencia de salida en Clase D y se puede pensar que un AP Clase D entrega a la carga la potencia que hubiera sido disipada en los dispositivos del AP Clase B.

Deben observarse dos puntos al diseñar un amplificador Clase D. En primer lugar, siempre se debe incluir un capacitor de desacople (C_b en la Fig. 6.1(a)). Para un mejor filtrado se puede usar un choque en serie con la fuente de alimentación, pero no se debe conectarse a Q_1 sin el capacitor de desacople, pues la corriente que toma el transistor Q_1 es una parte de la corriente sinusoidal de salida. En segundo lugar, un circuito de salida sintonizado serie se puede reemplazar por uno equivalente, como una red T, pero no debe usarse en su lugar un circuito de salida sintonizado paralelo (o uno equivalente, tal como una red π). La acción conmutadora de Q_1 o Q_2 impone una forma de onda de tensión cuadrada, mientras que un circuito sintonizado paralelo impondría una tensión sinusoidal. Para un circuito sintonizado serie simple, un Q de 5 representa buen compromiso entre evitar corrientes armónicas y la pérdida en el inductor.

Ejemplo 6-1 Determine las tensiones y corrientes en un AP Clase D complementario que entrega 25 W directamente (sin transformación de impedancia) a una carga de 50 ohm.

De (5) $V_{CC} = [(\pi^2/2) \times 25 \times 50]^{1/2} = 78,5$ V, que es la especificación de tensión requerida para el dispositivo. De (6) $I_{Cm} = (2/\pi) \times (V_{CC}/R) = (2/\pi) \times (78,5/50) = 1$ A que es la especificación de corriente de colector requerida. Usando (6) de nuevo, se encuentra que la corriente de entrada es $I_{dc} = 0,318$ A.

6.2.2 Configuración conmutación de tensión acoplada por transformador

Se pueden usar transformadores de banda ancha y con derivación central en los amplificadores Clase D, tal como se usan en los amplificadores Clase B. Una configuración de este tipo se denomina “amplificador Clase D de conmutación de tensión acoplada por transformador” y se muestra en la Fig. 6.2. Como en el amplificador complementario, la señal de excitación que conmuta alternativamente los transistores Q_1 y Q_2 . Durante el medio ciclo, en que Q_2 conduce, su tensión de colector $v_{C2}(\theta)$ es cero. Esto pone una tensión de valor V_{CC} a través de una mitad del devanado primario del transformador, la que es transformada a $(n/m)V_{CC}$ en el devanado secundario. Cuando Q_1 conduce, la V_{CC} se aplica a la otra mitad del primario, originando que $(-n/m)V_{CC}$ aparezca en el secundario. La tensión del secundario es entonces una onda cuadrada dada por

$$v(\theta) = \frac{n}{m} V_{CC} s(\theta) \quad (8)$$

y las tensiones de colector son ondas cuadradas con niveles de 0 y $+2V_{CC}$.

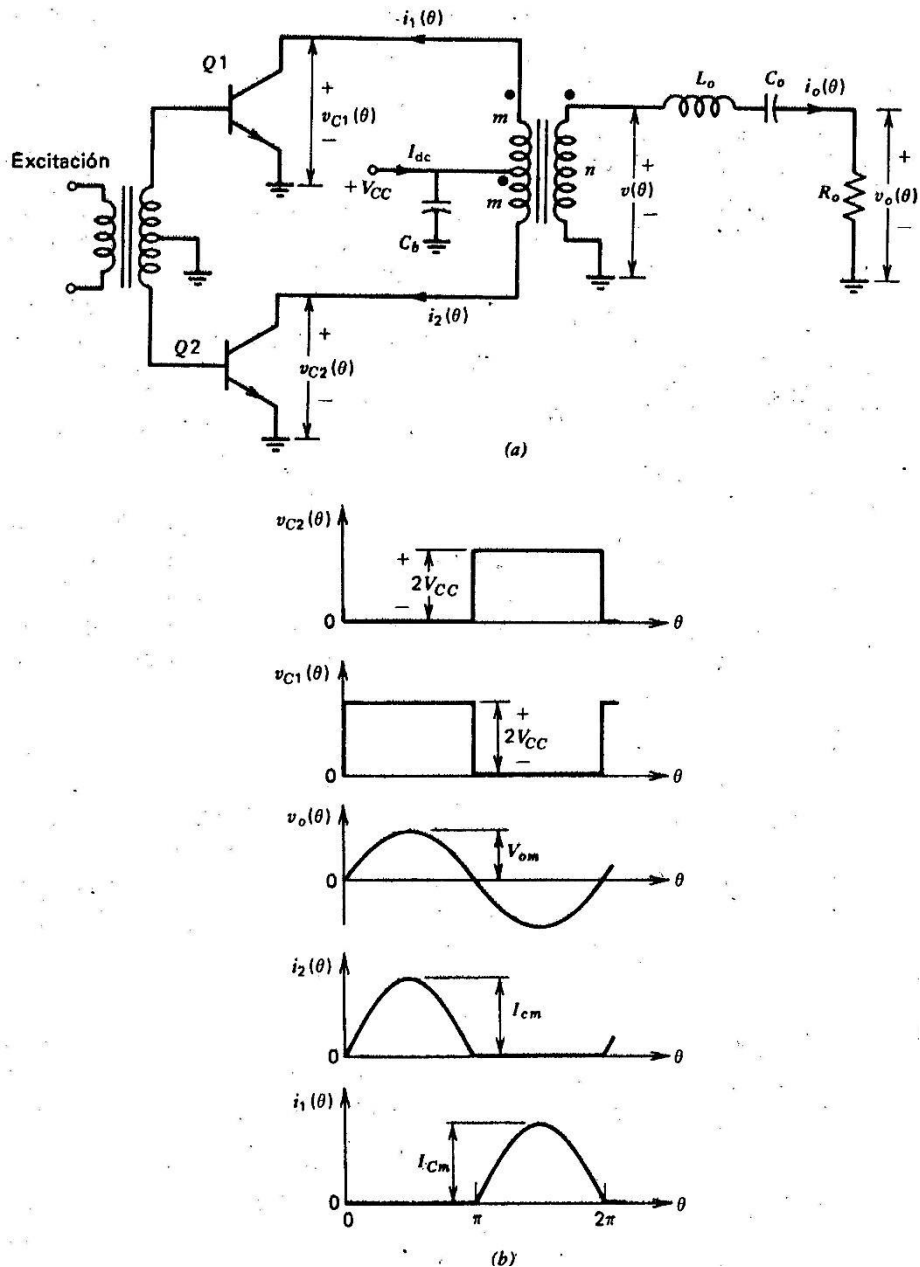


Fig. 6.2 AP Clase D de conmutación de tensión acoplado con transformador, (a) circuito y (b) formas de onda.

La componente de frecuencia fundamental de $v(\theta)$ se convierte en la tensión de salida, recordando a (2), $V_{om} = (4/\pi)(n/m)V_{CC}$, y la potencia de salida es

$$P_0 = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{CC}^2}{(m^2/n^2)R_o} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{CC}^2}{R} \quad (9)$$

donde $R = (m^2/n^2)R_o$ es la impedancia en frecuencia fundamental vista a través de el devanado primario de T_1 (con el otro devanado primario abierto).

Como una mitad del devanado primario está abierta siempre, la corriente de salida transformada debe circular por cualquier devanado que esté puesto a tierra por el dispositivo que está operando en ese instante. Por lo tanto, las corrientes de colector deben ser semi-sinusoides, con amplitudes $(4/\pi)(V_{CC}/R)$. La corriente que entra a la derivación central es la suma de las dos corrientes de colector y por lo tanto la corriente entregada por la fuente de alimentación es

$$I_{dc} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{CC}}{R} \quad (10)$$

resultando que la potencia de entrada es igual a la potencia de salida lo que equivale a un rendimiento del 100%. La capacidad de potencia normalizada $P_{max} = 1/\pi$ como en el amplificador complementario.

Ejemplo 6-2 Diseñe un amplificador Clase D por conmutación de tensión en push-pull que entregue 50 W a una carga de 50 ohm. V_{CC} no debe exceder 28 V (los dispositivos deben soportar una $v_{C,max} = 56$ V. La transformación de impedancias se debe realizar con un transformador.

De (9), $R \leq (8/\pi^2)(28^2/50) = 12,7$ ohm. La elección más conveniente para $n/m = 2$, $R = 12,5$ ohm. Para esta carga, (9) da $V_{CC} = 27,8$ V. De (10) la corriente de entrada $I_{dc} = 1,80$ A y la corriente de pico de los dispositivos 2,83 A.

6.3 Consideraciones prácticas sobre los amplificadores Clase D

En la sección anterior se estudió el funcionamiento de un AP Clase D idealizado, en un entorno idealizado. En ésta sección se discuten algunas consideraciones prácticas de diseño, tales como los efectos de la reactancia de carga, los requerimientos de alimentación y los efectos de la capacidad en derivación, la tensión y resistencia de saturación de los dispositivos.

6.3.1 Cargas reactivas

Un AP Clase D complementario por conmutación de tensión, cuya carga contenga una reactancia jX a la frecuencia fundamental, se puede ver en la Fig. 6.3. Como antes, en lo que concierne al funcionamiento del amplificador, el circuito sintonizado serie reducirá las corrientes de salida en las frecuencias armónicas hasta niveles despreciables. La forma de onda de tensión de colector queda sin modificar por la reactancia de carga, pero la corriente de salida (y la tensión) sufren un desplazamiento de fase respecto a la forma de onda de tensión de colector, como se muestra en la Fig. 6.3(b). En virtud de este corrimiento de fase, ambas corrientes $i_1(\theta)$ y $i_2(\theta)$ en la Fig. 6.3(b) tenderán a ser negativas durante una fracción del ciclo de RF.

Si se usan dispositivos VMOS para Q_1 y Q_2 , puede circular una corriente de drenador negativa sin dañarlos. Sin embargo, los transistores bipolares, en general, no conducen, en sentido inverso. Si no se ofrece una trayectoria para la corriente en sentido opuesto, la misma cargará a la capacitancia parásita C_s , produciendo un elevado pico de tensión que puede dañar a los transistores. Una trayectoria adecuada para la corriente inversa la ofrecen los diodos D_1 y D_2 de la Fig. 6.3.

Una reactancia en serie con la carga reduce la amplitud de la corriente de salida. Si $Z = R + jX$, la potencia de salida de un AP complementario por conmutación de tensión se reducirá a

$$P_0 = \frac{2}{\pi^2} \frac{V_{CC}^2}{|Z|^2/R} = \frac{2}{\pi^2} \frac{V_{CC}^2}{\rho^2 R} \quad (11)$$

donde $\rho = |Z|/R$. La reactancia de carga no modifica el rendimiento de un amplificador Clase D.

Ejemplo 6-3 Determine la reducción en la potencia si aparece una reactancia serie tan grande como 50 ohm desintonizando el circuito de salida del Ejemplo 6-2. Determine la posibilidad de compensar la pérdida de potencia incrementando V_{CC} .

En primer lugar $|Z| \leq 70,7 = \sqrt{2} \times 50$. Por analogía con (11), hay que sustituir R en (9) por $|Z|^2/R$, entonces $P_o \geq 50/2 = 25$ W. Para compensar sería necesario que $V_{CC} = 27,7 \times \sqrt{2} = 39,1$ V, por lo tanto $v_{C,max} = 78,2$ V, lo que excede la tensión máxima especificada para el dispositivo. Sin embargo, si el dispositivo lo tolerara, se puede aumentar V_{CC} para mantener la potencia P_o .

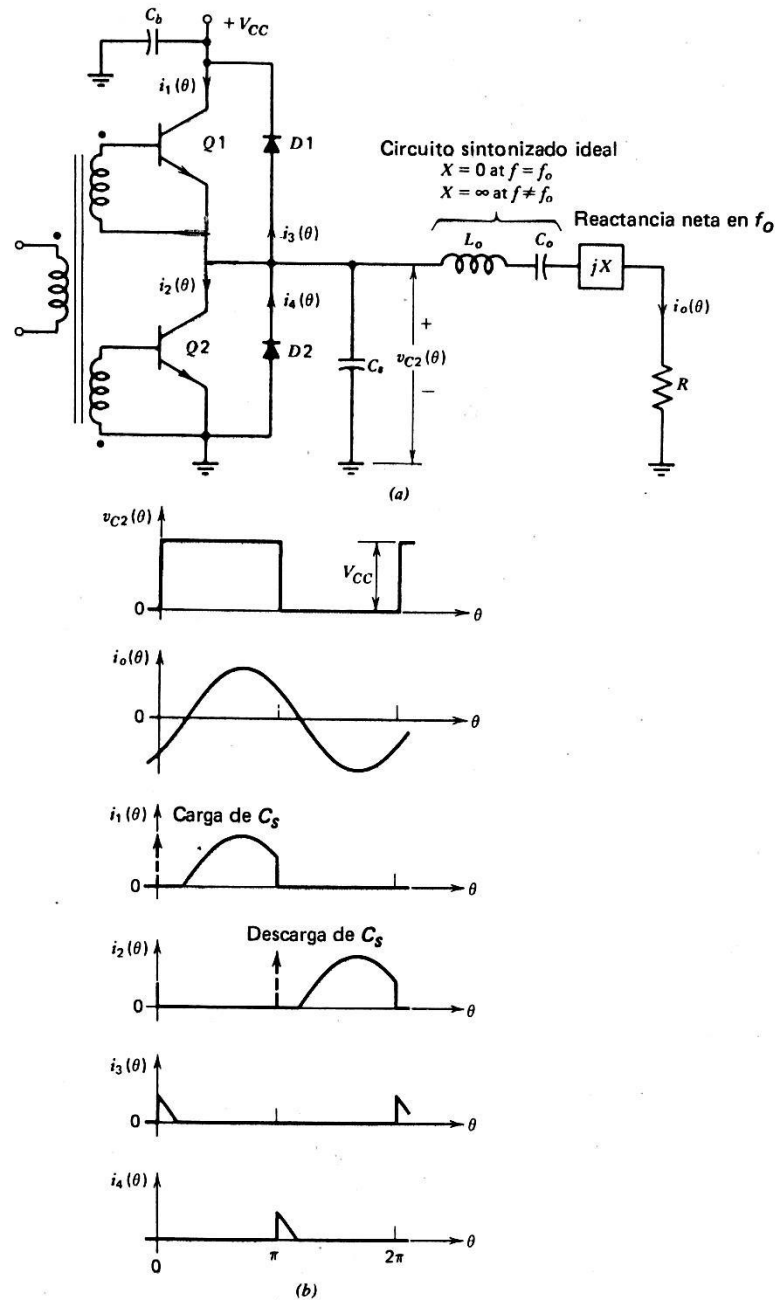


Fig. 6.3 Amplificador Clase D con carga reactiva, (a) circuito y (b) formas de onda.

6.3.2 Excitación

Los circuitos de excitación de un AP Clase D tienen muchas cosas en común con los AP Clase B. No obstante, como en un amplificador Clase D no trabaja linealmente, y no necesita una corriente de reposo, rara vez se usa polarización de base o compuerta. La señal de excitación debe ser suficiente como para asegurar que los dispositivos se saturen y se corten en los intervalos adecuados del ciclo de RF, los procedimientos de diseño

generalmente suponen las peores condiciones de ganancia, temperatura y otros parámetros. Un AP por conmutación de tensión se puede excitar con una señal de onda cuadrada o con una sinusoidal. Normalmente se prefiere la última, ya que toma menos potencia y reduce el tiempo de almacenamiento de los BJT en relación al correspondiente cuando se usa excitación de onda cuadrada.

La Fig. 6.4 muestra la parte de entrada del circuito de un AP Clase D por conmutación de tensión usando BJT y la forma de onda asociada con la excitación de corriente sinusoidal. Como en un amplificador Clase B la corriente sinusoidal impulsada hacia el primario del transformador origina que una corriente semi-sinusoidal ingrese a cada base. La corriente que fluye hacia una base dada hace que la tensión de base se eleve hasta su valor umbral V_γ ($\approx 0,7$ V Si). El transformador genera una tensión $-V_\gamma$ en la base del otro transistor, asegurando que esté al corte.

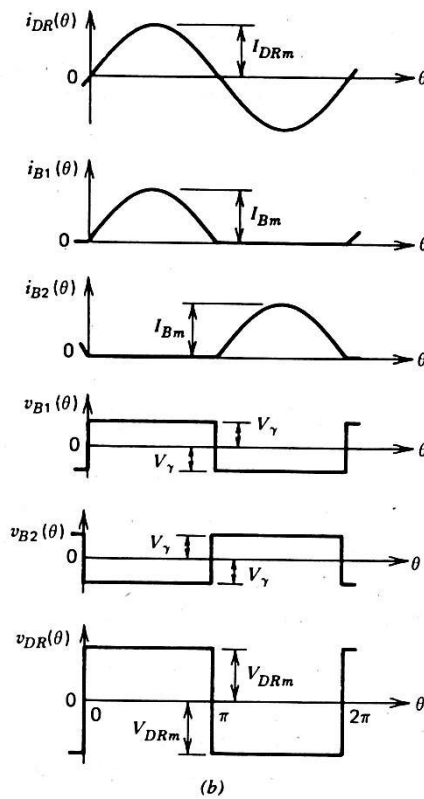
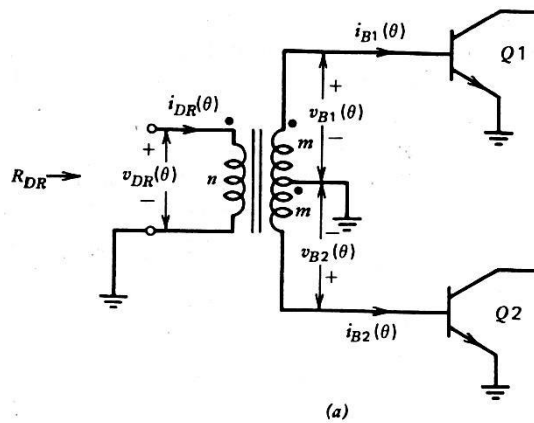


Fig. 6.4 Excitación de un AP Clase D con BJT. (a) Circuito y (b) formas de onda.

La onda cuadrada tensión sobre las bases aparece en el devanado primario del transformador como una onda cuadrada de amplitud $\pm (n/m)V_\gamma$. La impedancia presentada al excitador es entonces la relación entre las amplitudes de la componente de frecuencia fundamental de $v_{DR}(\theta)$ y la corriente de excitación. De aquí que

$$R_{DR} = \frac{4}{\pi} \frac{n^2}{m^2} \frac{V_\gamma}{I_{Bm}} \quad (12)$$

La potencia de excitación necesaria es entonces

$$P_{DR} = \frac{2}{\pi} V_\gamma I_{Bm} \quad (13)$$

La corriente de base pico I_{Bm} debe ser lo suficientemente alta (por lo menos I_{cm}/β) para proveer la corriente de colector requerida. Observe que la resistencia de excitación es función de la amplitud de la corriente de excitación y no está relacionada con las características del transistor, salvo por V_γ . Una corriente de salida excesiva del excitador puede causar daño a los transistores del AP.

La excitación para los AP por conmutación de tensión que usen FET deben producir tensiones sinusoidales de puerta lo suficientemente grandes como para asegurar la saturación y el corte. El circuito es bastante similar a los circuitos de los AP Clase B con FET.

Ejemplo 6-4 Determine los requerimientos de excitación del amplificador del Ejemplo 6-2. Si $\beta = 20$ y $V_\gamma = 0,8$ V, y diseñe un transformador que lleve la impedancia de excitación a estar dentro de un ± 20 por ciento de 50 ohm.

En primer lugar, $I_{Bm} = 2,83/20 = 142$ mA. De (13) $P_{DR} = 2/\pi(0,8)(0,142) = 72$ mW. Si $n/m = 1$, $R = (4/\pi)(0,8)/0,142 = 7,17$ ohm, que es demasiado baja. Sin embargo si $n/m = 5/2$ produce una aceptable $R_{DR} = (52/22)(7,17) = 44,8$ ohm.

6.3.3 Resistencia y tensión de saturación

La tensión de saturación de los BJT afecta a los amplificadores Clase D de la misma manera como lo hace con las otras clases de funcionamiento. Para tener en cuenta la saturación la tensión de alimentación V_{CC} se reemplaza por una tensión efectiva V_{eff} en todos los cálculos, excepto en el potencia de entrada. Para las configuraciones Clase D acopladas con transformador, $V_{eff} = V_{CC} - V_{sat}$, mientras que para las configuraciones complementarias $V_{eff} = V_{CC} - 2V_{sat}$. El rendimiento se reduce del 100 por ciento a V_{eff}/V_{CC} .

Ambas configuraciones, la complementaria y la acoplado por transformador con FET, ponen la resistencia de saturación R_{ON} en serie con la R de carga de drenador. Por lo tanto en vez de V_{DD} se usa $V_{eff} = V_{DD}R/(R + R_{ON})$ en todos los cálculos, excepto para las tensiones máximas de drenador, que es $2V_{DD}$ en vez de $V_{DD} + V_{eff}$ para el acoplado por transformador y V_{DD} para el complementario.

6.3.4 Capacidad paralela

Hay que considerar una capacidad parásita en derivación a la salida del conmutador de un AP Clase D como se muestra en la Fig. 6.3. En general esta capacidad C_s está compuesta por la de salida C_{ob} de los transistores y la capacidad parásita distribuida de los circuitos. Cada vez conduce Q_1 , C_s se carga casi instantáneamente hasta V_{eff} (o hasta V_{DD} si Q_1 es un FET). Cada vez que conduce Q_2 , se disipa la energía almacenada en C_s . Como esto ocurre una vez por cada ciclo de RF, la potencia consumida es

$$P_s = C_s V_{eff}^2 f = \frac{1}{2\pi} B_s V_{eff}^2 \quad (14)$$

donde B_s representa la susceptancia de C_s , a la frecuencia de funcionamiento. Observar que C_s produce un aumento en la potencia de entrada, pero no cambia la de salida.

Si el AP Clase D por conmutación de tensión acoplado por transformador tiene una capacidad C_s en derivación con los dos Q_1 y Q_2 , ambas capacidades en paralelo deben cargarse hasta $2V_{ff}$ una vez cada ciclo, por lo tanto

$$P_s = C_s (2V_{ff})^2 (2f) = 8C_s V_{eff}^2 f = \frac{4}{\pi} B_s V_{eff}^2 \quad (15)$$

Una comparación rápida de esta ecuación con la (14) parece indicar que la configuración complementaria es más eficiente que la acoplada por transformador. Sin embargo, como la segunda distribuye la misma capacitancia total de derivación a dos posiciones y funciona con la mitad de la tensión de la tensión de alimentación de la primera (para las mismas especificaciones y salida) la pérdida total de potencia total es prácticamente la misma para ambas configuraciones.

Ejemplo 6-5 Determinar los efectos de una capacidad en derivación de 25 pF sobre cada dispositivo en el circuito del Ejemplo 6-2 si $f = 7$ MHz.

De (15) $P_s = 8(25 \times 10^{-12})(27,8)^2(7 \times 10^6) = 1,08$ W y $P_i = 50 + 1,08 = 51,08$ W. Como P_o no se modificó, $\eta = 50/51,08 = 97,9$ %. La corriente de entrada se incrementó a $I_{dc} = 1,81(51,08/50) = 1,85$ A.

6.3.5 Tiempo de transición

Los dispositivos reales requieren un tiempo finito para conmutar del corte a la saturación y viceversa. Aunque el

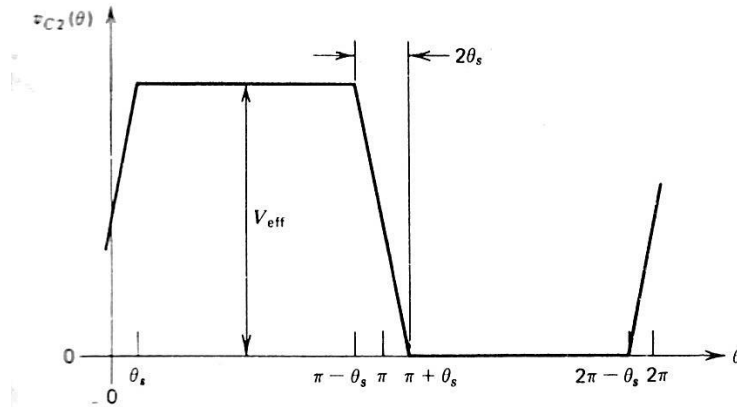


Fig. 6.5 Tiempo de transición de una AP Clase D.

tiempo de transición se puede relacionar con la magnitud de la capacidad en derivación C_s pero puede también ser casi independiente de ella y a menudo se lo especifica en las hojas de datos de los dispositivos.

Cualquier análisis exacto que incluya formas de onda de transición será sumamente complicado. Sin embargo, es posible un análisis directo suponiendo que la forma de onda de tensión de colector de un AP Clase D complementario es trapezoidal (es decir, los transistores producen una rampa de tensión, como en. El tiempo t_s requerido por un solo transistor para completar la conmutación se convierte a una fracción angular del ciclo de RF como $\theta_s = 2\pi f t_s$. Se asume que ambos transistores completan la conmutación en $2\theta_s$. La tensión de salida de RF se obtiene mediante una integral de Fourier de la forma de onda trapezoidal, por lo tanto

$$V_{om} = \frac{2}{\pi} V_{eff} \frac{\sin \theta_s}{\theta_s} \approx \frac{2}{\pi} V_{eff} \left(1 - \frac{\theta_s}{6}\right) \quad (16)$$

donde la aproximación es válida solo para pequeños valores de θ_s . La potencia de salida vale $V_{om}^2/2R$, y la corriente de entrada es $V_{om}/\pi R$ (dado que las ondas de las corrientes no cambian su forma), y el rendimiento es

$$\eta = \frac{\pi V_{eff} V_{om}}{2 V_{eff} V_{CC}} = \frac{V_{eff} \sin \theta_s}{V_{CC} \theta_s} \quad (17)$$

6.3.6 Modulación en amplitud

Dado que los dispositivos en un amplificador Clase D operan como conmutadores, la amplitud de tensión de salida de RF varía directamente con la tensión de la alimentación de colector. La modulación de la tensión de colector de un AP Clase D produce una modulación muy lineal de la señal de RF.

Esto no es cierto para un AP Clase C, donde el lapso en que el transistor se satura varía con el tensión de colector.

Se presentan algunas desviaciones de una linealidad perfecta en virtud de las variaciones en la tensión y resistencia de saturación. También, la fuga directa de la potencia de excitación desde la base al colector o desde la puerta al drenador puede producir una envolvente ligeramente distorsionada.

6.4 Amplificador Clase E

Un AP Clase E utiliza un único transistor excitado para funcionar como un conmutador, conectado a una red de carga pasiva (Fig. 6.6). La red de carga menos complicada consiste en un circuito sintonizado en serie (L_o - C_o) que conecta el colector a una carga y una capacidad C que deriva a tierra al colector. La capacidad C en derivación esta compuesta por la capacidad C_1 propia del transistor y la capacidad C_2 que se agrega intencionalmente para que el amplificador tenga el comportamiento deseado. Dado que el AP Clase E usa una capacidad en derivación para la conmutación, ocurre una pérdida de potencia.

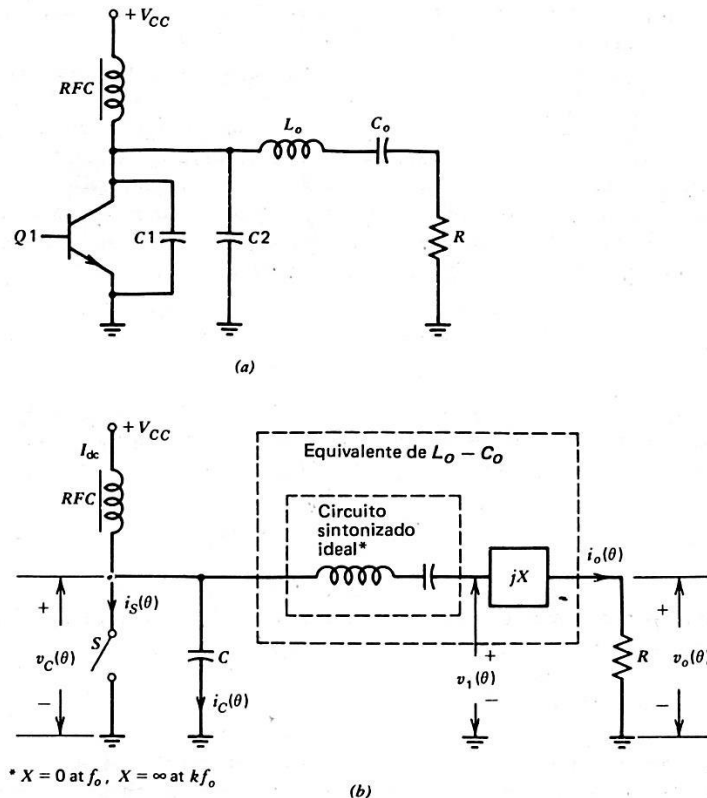


Fig. 6.6 Amplificador Clase E. (a) Circuito, y (b) circuito equivalente.

6.4.1 Funcionamiento y análisis

El funcionamiento de un AP Clase E se puede analizar basándose en cuatro suposiciones respecto al circuito:

- 1) El choque RFC tiene una reactancia lo suficientemente grande como para que la corriente I_{dc} que circule por ella sea constante.
- 2) El Q del circuito sintonizado serie (L_o - C_o) de salida es lo suficientemente grande como para que la corriente de salida (y consecuentemente la tensión) sea sinusoidal.
- 3) El transistor Q_1 se excita para funcionar como un conmutador S que cuando se activa su tensión es nula y cuando se desactiva su corriente es cero, salvo lapsos muy breves durante las transiciones entre los dos estados.
- 4) La capacidad C es independiente de la tensión (es decir, no hay efectos de varactor).

Estas hipótesis son similares a las que se hicieron para analizar otros AP y producir el circuito equivalente que se muestra en la Fig. 6.6.

Cuando el conmutador S está activado, la tensión de colector $v_c(\theta) = 0$, la corriente $i_c(\theta)$ en C es por lo tanto nula y la corriente de colector $i_s(\theta)$ es la diferencia $I_{dc} - i_o(\theta)$. Cuando S está apagado, la corriente de colector $i_s(\theta) = 0$ y la corriente del capacitor es entonces la diferencia $I_{dc} - i_o(\theta)$, y la forma de onda de tensión de colector está producida por la carga del capacitor de derivación C . Cuando el conmutador S se activa nuevamente, cualquier carga en C desaparece prácticamente en forma instantánea, la forma de onda de descarga no es importante, ya que la potencia total involucrada depende sólo de la capacidad y de la tensión en antes de la descarga.

La determinación de las formas de onda de corriente y de tensión en una AP Clase E es algo más difícil de realizar que en un AP Clase D, pues ninguna forma de onda está especificada explícitamente dentro del ciclo total de RF. La magnitud de la corriente de CC de entrada I_{dc} , la amplitud $I_{om} = V_{om}/R$ y la fase ϕ de la corriente de salida de RF, determinan los parámetros de la forma de onda de la tensión de colector cuando el conmutador está desactivo, entonces

$$v_c(\theta) = \left[\frac{I_{dc}}{B} \left(y - \frac{\pi}{2} \right) + \frac{V_{om}}{BR} \sin(\phi - y) + \frac{V_{om}}{BR} \cos(\theta + \phi) \right] \quad (18)$$

donde y es el tiempo de desactivación (abierto) del conmutador (convertido a radianes) y B es la suceptancia de C . La componente de frecuencia fundamental de esta tensión es $v_1(\theta)$, la cual queda aplicada a $R + jX$ y determina la corriente, la tensión y la potencia de salida de RF. Además, la componente de CC de la forma de onda de la tensión de colector debe ser V_{CC} .

En el apéndice 14-2 del libro Estado Sólido en Ingeniería de Radiocomunicación de Herbert Krauss, Charles Bostian y Frederik Raab se presentan un conjunto de ecuaciones para determinar la performance (I_{dc} , V_{om} y η) de un AP Clase E cuando los parámetros de funcionamiento y de circuito (B , X , R , V_{CC} e y) son conocidos.

6.4.2 Performance óptima y diseño

Todos los elementos del circuito equivalente del AP Clase E idealmente carecen de pérdidas, el único mecanismo de pérdida es la descarga de la capacidad en derivación cuando el conmutador se activa. Si se pueden seleccionar los elementos del circuito de tal forma que el tensión de colector se haga cero precisamente cuando se active el conmutador S , no se descargara ninguna energía y el rendimiento es del 100% suponiendo componentes ideales. Normalmente existen un continuo de valores de B y X que producen este comportamiento para un ciclo de trabajo y dado.

Además, para que el funcionamiento del AP Clase E sea óptimo existe una restricción adicional sobre la elección de B y X , la pendiente $dv_C(\theta)/d\theta$ de la forma de onda de la tensión de colector debe ser cero en el instante en que S se active. Esto a su vez implica que la corriente de colector debe ser cero precisamente después de que S se active como se muestra en la

Fig. 6.7. Como la tensión y la corriente de colector son nulas cuando se activa el conmutador S , la potencia disipada en esta transición es despreciable. El funcionamiento óptimo además tiene el beneficio de disminuir la sensibilidad del circuito ante pequeñas variaciones de los elementos de circuito, de la frecuencia y del ciclo de funcionamiento.

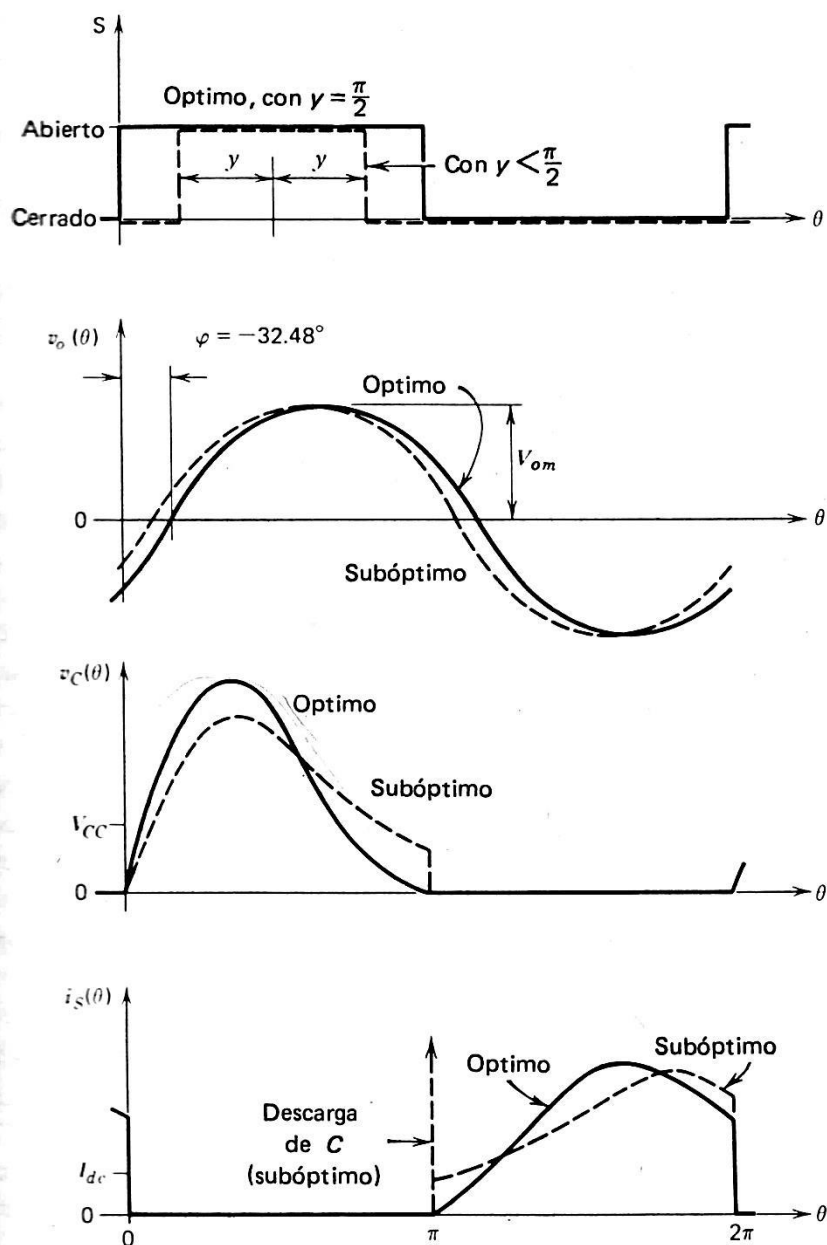


Fig. 6.7 Formas de onda en un AP Clase E.

Para determinar los valores de B y X para funcionamiento óptimo, en primer lugar es necesario hacer que $v_C(\theta)$ en (18) y su derivada con respecto a θ sean igual a cero en $\theta = \pi/2 + y$. Esto se produce para $\phi = -32,48^\circ$, $B = 0,1836/R$ y $X = 1,152R$. La tensión y la potencia de salida son entonces

$$V_{om} = \frac{2}{\sqrt{1 + \pi^2/4}} V_{CC} \approx 1,074 V_{CC} \quad (19)$$

y

$$P_o = \frac{2}{\sqrt{1 + \pi^2/4}} \frac{V_{CC}^2}{R} \approx 0,577 \frac{V_{CC}^2}{R} \quad (20)$$

y la corriente de alimentación $I_{dc} = V_{CC}/1,734R$. La tensión pico de colector vale $3,56 V_{CC}$, mientras que la corriente pico de colector vale $2,86 I_{dc}$. Esto da una capacidad de potencia de salida normalizada $P_{max} = 0,0981$ que es aproximadamente el 78 y 62 por ciento de los AP Clase B y Clase D respectivamente.

$P_{max} = P_{o,max}/(v_{D,max} \times i_{D,max})$ es una figura de mérito que describe el aprovechamiento del dispositivo respecto a su valores máximos de tensión y de corriente.

6.4.3 Consideraciones prácticas

Q del circuito de salida. Los valores de B y X dados antes producen una operación Clase E óptima cuando el Q del circuito de salida es muy alto. Los valores prácticos de Q están en el rango de 3 a 10 que permiten que circule alguna corriente armónica. Aunque los principios de funcionamiento no cambian debido a esto, estas corrientes armónicas pueden causar que la forma de onda de tensión de colector sea no cero o posea pendiente no nula en el tiempo en que el transistor se activa, impidiendo funcionamiento óptimo del AP Clase E. Si el Q está definido por el inductor L_o en la Fig. 6.6 (esto es $Q = \omega L_o/R$), el funcionamiento óptimo con $Q < \infty$ se puede lograr usando las siguientes fórmulas, deducidas empíricamente

$$X = \frac{1,110Q}{Q - 0,67} R \quad (21)$$

$$B = \frac{0,1836}{R} \left(1 + \frac{0,81Q}{Q^2 + 4} \right) \quad (22)$$

Puede ser necesario insertar un filtro entre C_o y R en la Fig. 6.6(a) para evitar que excesivas corrientes armónicas en R .

Ejemplo 6-6 Diseñar un amplificador Clase E que entregue 25 W a una carga de 12,5 ohm a 4 MHz. Suponga un transistor ideal y un Q de 5 para el circuito de salida. Especifique el dispositivo y los componentes.

En primer lugar, utilizando (20), $V_{CC} = 23,3$ V, por lo tanto $v_{C,max} = 3,56 \times 23,3 = 82,8$ V. Como el $\eta = 1$, $I_{dc} = 25/23,3 = 1,07$ A y $i_{C,max} = 3,06$ A. De (22), $B = 0,0167$, por lo tanto $C = 664$ pF. Como $Q = 5$, C_o tiene una reactancia de 62,5 ohm y su capacidad es por lo tanto 637 pF. Aplicando (21) da $X = 16,02$ ohm, y L_o tendrá entonces una reactancia de $16,02 + 62,5 = 78,52$ ohm y una inductancia de 3,12 μ H. La bobina de RF deberá tener una reactancia de por lo menos $10R$, por lo que su valor deberá ser de 6,24 μ H por lo menos.

Variación de la frecuencia. Para valores de Q moderados y altos del circuito de salida, el ancho de banda varía aproximadamente con la inversa de Q . Es interesante notar, sin embargo, que es posible hacer funcionar el AP Clase E sobre una octava de ancho de banda con una rendimiento (ideal) del 95 por ciento o más. Esto se realiza reduciendo el Q de L_o - C_o a un valor mínimo y ofreciendo una alta impedancia a las corrientes armónicas mediante la inserción de un filtro entre C_o y R , en la Fig. 6.6(a).

Las variaciones de la frecuencia, así como la desintonía y los cambios de B , pueden producir tensión negativa de colector y/o corriente negativa durante parte de un ciclo de RF. El diseñador debe tomar en cuenta esta posibilidad, ya que puede resultar dañado el transistor. Este se puede protegerse insertando un diodo en serie con

el colector o bien poniendo un diodo a entre colector y emisor para permitir las corrientes negativas a través de él. Estos diodos alteran la operación del circuito. Sin embargo, su inserción permite una operación de banda ancha, con un rendimiento idealizada del 100 por ciento. Esto es posible porque el diodo, alarga o reduce el ciclo de trabajo, conduciendo cuando la tensión de colector llega a cero.

Tensión y resistencia de saturación. Los efectos de tensión de saturación de BJT se tienen en cuenta usando $V_{eff} = V_{CC} - V_{sat}$ en vez de V_{CC} en todos los cálculos, excepto en el de la potencia de alimentación. La disipación debida a la resistencia R_{on} de un FET se puede calcular suponiendo que su efecto en el funcionamiento global del circuito es pequeño, integrando $i_s^2(\theta)R_{on}$ durante el tiempo que el FET está conduciendo. Esto da como resultado una tensión de alimentación efectiva aproximada de

$$V_{eff} \approx \frac{R}{R + 1,365R_{on}} V_{DD} \quad (23)$$

para un ciclo de trabajo del 50 por ciento.

Tiempo de transición. El funcionamiento óptimo del AP Clase E reduce la potencia disipada en la transición del transistor del corte a saturación a un nivel despreciable. La potencia disipada en la transición se puede determinar suponiendo una disminución lineal (rampa) de la corriente de colector durante el tiempo requerido para completar la transición, esto produce una forma de onda parabólica de tensión de colector durante este intervalo. La integración del producto tensión x corriente produce una potencia disipada $P_{dT} = (1/12)\theta_s^2 P_o$, donde θ_s es el tiempo de transición convertido en radianes. El rendimiento queda entonces

$$\eta = 1 - \frac{1}{12} \theta_s^2 \quad (24)$$

en ausencia de tensión o resistencia de saturación. Esto puede combinarse con otros efectos, sumando potencias disipadas o multiplicando el rendimiento anterior por aquellos producidos por los otros efectos en que no se ha tenido en cuenta las pérdidas por tiempo de transición.

6.5 Amplificador Clase F

Probablemente la Clase F es el método puesto en práctica más antiguo para mejorar la rendimiento de un AP.

Se lo conoce también como bíarmónico, poliarmónico, Clase CD, Clase D de terminación única, Clase C de alto rendimiento y multiresonador. Un amplificador Clase F se caracteriza por una red de carga que resuena en una o más frecuencias armónicas, además de la portadora. El dispositivo por lo general funciona como fuente de corriente como sucede en el clásico AP Clase C.

En la Fig. 6.8 se muestra un amplificador con sintonía en la tercera armónica como ejemplo de funcionamiento Clase F. El transistor funciona como fuente de corriente produciendo la misma onda semi sinusoidal que en un AP Clase B. El circuito sintonizado a la frecuencia fundamental deriva a tierra las armónicas, produciendo una tensión de salida sinusoidal. Sin embargo, el resonador de tercera armónica hace posible la existencia de una componente de tercer armónico en la tensión de colector. Una cantidad justa de tercer armónico aplanan la tensión de colector, produciendo un rendimiento más elevado y una mayor potencia de salida.

Para evaluar este amplificador, supóngase que la corriente semi sinusoidal de colector produce una tensión de salida V_{om} , como en un amplificador Clase B. Se supondrá además que la amplitud y la fase del tercer armónico de la tensión pueden ser controladas. La forma de onda de tensión de colector es entonces

$$v_c(\theta) = V_{CC} + V_{om}\sin\theta + V_{om3}\sin3\theta \quad (25)$$

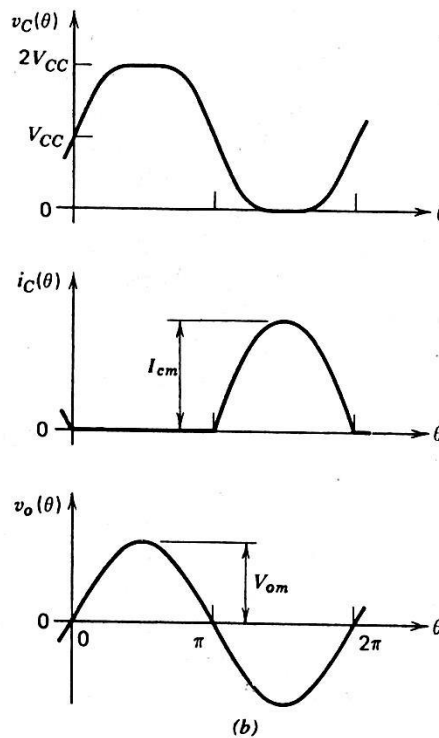
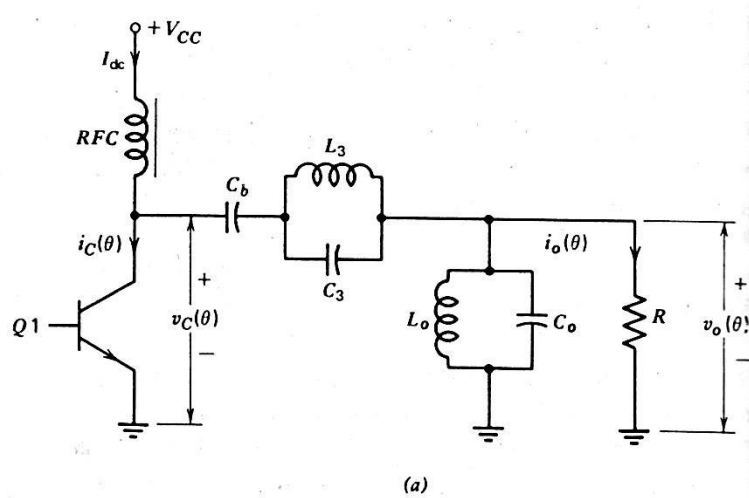


Fig. 6.8 AP Clase F con sintonía en el tercer armónico. (a) Circuito, y (b) formas de onda.

(Una componente de tercera armónica cosenoidal no es bienvenida ya que no aplanla la forma de onda de la tensión de colector). Si se hace $V_{om3} = V_{om}/9$ se produce el mejor aplanamiento (es decir, se produce una mínima diferencia en el pico a pico de la ondulación para un V_{om} dado) en la forma de onda de tensión de colector. La máxima salida ocurre cuando el punto mínimo de $v_c(\theta)$ es cero. Entonces para transistores ideales.

$$V_{om} = \frac{9}{8} V_{CC} \quad (26)$$

Siguiendo métodos de análisis parecidos a los usados en los AP Clase B y D, se encuentra

$$\eta = \frac{\pi V_{om}}{4 V_{CC}} = \frac{9}{8} \cdot \frac{\pi}{4} \approx 88,4 \% \quad (27)$$

La aparición de un tercer armónico, con la amplitud y la fase correctas, en la tensión de colector es importante y puede, por lo general, realizarse mediante una sintonía adecuada y una poca profunda saturación del dispositivo. La mayoría de los amplificadores Clase F prácticos funcionan con una considerable saturación del dispositivo lo que hace que el funcionamiento presente algunos aspectos similares al de un AP funcionando en Clase C saturada y de Clase E sub óptima, además lógicamente del funcionamiento Clase F.

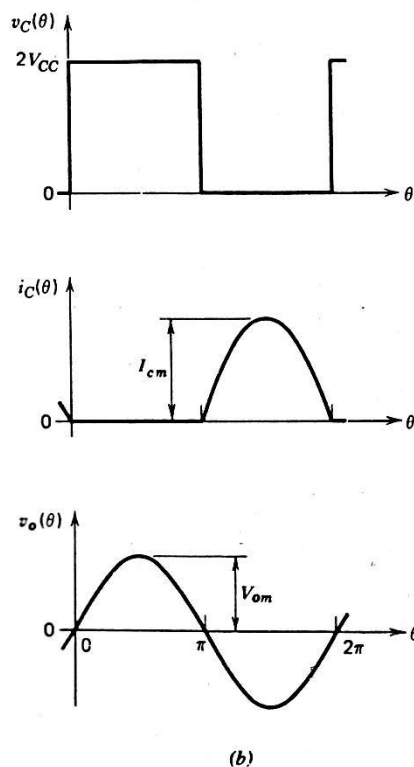
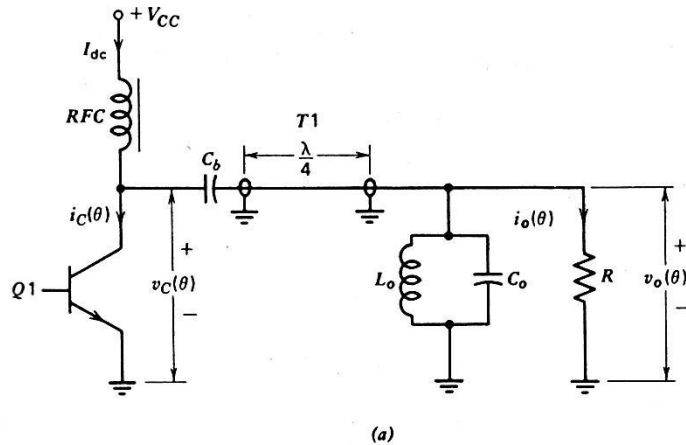


Fig. 6.9 AP Clase F con línea de transmisión. (a) Circuito y (b) formas de onda.

Se puede usar una línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda, como en Fig. 6.9, para producir el equivalente de un número infinito de resonadores. El circuito resonante paralelo en el circuito de salida produce un cortocircuito para todas las frecuencias armónicas, pero la línea convierte en el colector cortos circuitos para los armónicos pares y circuitos abiertos para los impares. Como resultado es posible una onda de tensión cuadrada en el colector y el dispositivo puede funcionar más como un conmutador que como una fuente de

corriente. Es útil observar aquí que la tensión de colector de este amplificador contiene componentes en fundamental y armónicos impares, mientras que la corriente de colector contiene componentes en fundamental y componentes armónicas pares. Como consecuencia, se genera potencia sólo en la frecuencia fundamental.

Como con otros AP se puede usar una tensión efectiva de alimentación $V_{eff} = V_{CC} - V_{sat}$, para determinar los efectos de la tensión de saturación en un BJT. Sin embargo para FET, como la corriente de drenador pico debe ser el doble de la correspondiente a un AP Clase B o Clase D con la misma corriente de salida, las pérdidas en R_{on} se duplican, por lo tanto

$$V_{eff} \approx \frac{R}{R + 2R_{on}} V_{DD} \quad (28)$$

Ejemplo 6-7. Diseñar un amplificador Clase F empleando sintonía de tercer armónico para que entregue 25W a una carga de 25ohm.

En primer lugar, para obtener 25W, $V_{om} = (25 \times 2 \times 25)^{1/2} = 34,5$ V. De (26), $V_{CC} = (8/9)(34,5) = 31,4$ V. Por lo tanto $V_{Cmax} = 62,8$ V. La corriente de salida pico es $34,5/25 = 1,41$ A, la corriente pico de colector vale $2(1,41) = 2,82$ A. $I_{dc} = 2,82/\pi = 0,90$ A. así que $P_i = (0,9 \times 31,4) = 28,3$ W y $\eta = 88,4$ %.

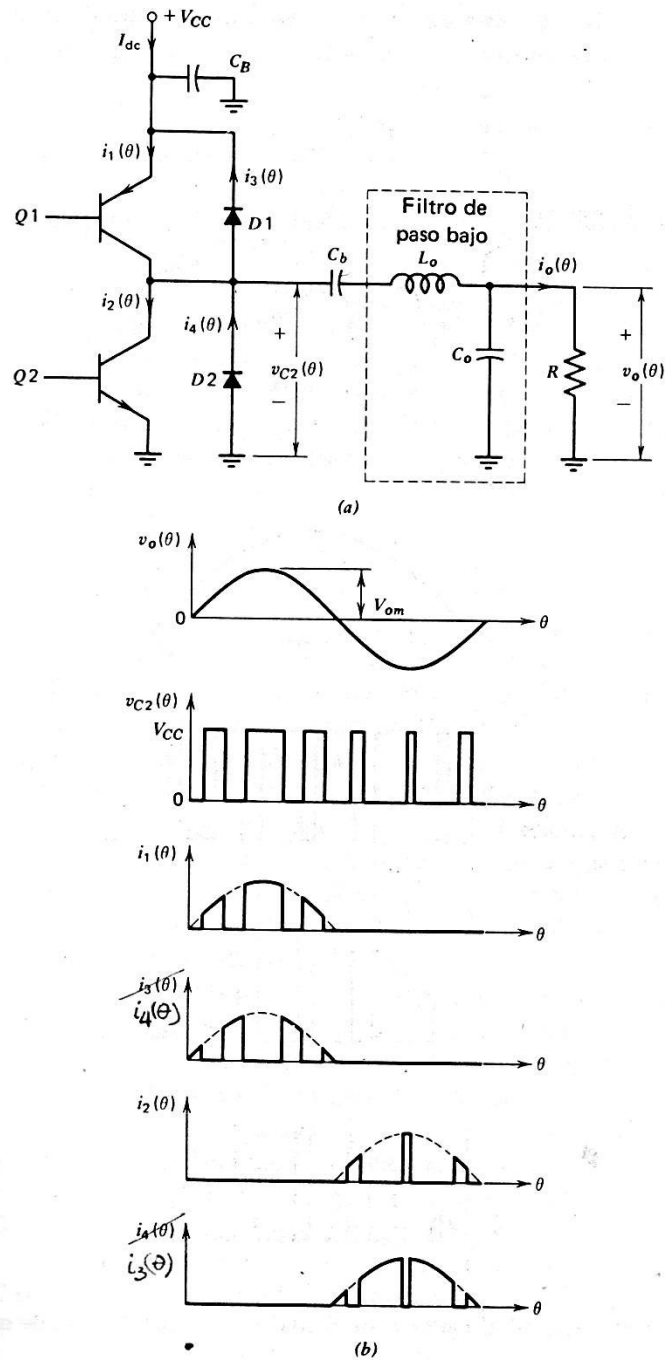


Fig. 6.10 Amplificador Clase S. (a) Circuito y (b) formas de onda.

6.6 Amplificador Clase S

La técnica Clase S se inventó en 1932, pero no se popularizó hasta la aparición de los circuitos integrados, que facilitaron su implementación. Esta técnica se puede usar tanto para amplificación (Fig. 6.10) como para modulación en amplitud (Fig. 6.11). Ambas configuraciones usan transistores y diodos para formar un conmutador de dos posiciones, como en un amplificador Clase D. Sin embargo, la forma de onda de tensión rectangular, cuya frecuencia es mucho mayor que la señal de salida deseada, se aplica a un filtro paso bajo, que solo permite que aparezca en la carga su componente de CC (de variación lenta) o tensión promedio. La variación controlada de la anchura de los pulsos (o ciclos de trabajo) hacen que la tensión promedio de salida

varíe para producir la señal de salida esperada. El rendimiento de un amplificador Clase S ideal es del 100 por ciento.

6.6.1 Funcionamiento

Las configuraciones de circuito para los amplificadores o moduladores Clase S son muy parecidas (Fig. 6.10 y Fig. 6.11). En cualquiera de ellas, la componente promedio de variación lenta o la CC de la forma de onda de tensión $v_{C2}(\theta)$ o $v_D(\theta)$ se acopla a la carga R mediante un filtro pasa bajos L_o - C_o produciendo una tensión de salida $v_o(\theta)$ y una corriente de salida $i_o(\theta)$. El filtro pasa bajos tiene un inductor de entrada con una impedancia elevada a la frecuencia de conmutación y sus armónicas, impidiendo que circulen corrientes importantes de alta frecuencia por la carga. La corriente de salida $i_o(\theta)$ se produce por la aplicación de la tensión de salida $v_o(\theta)$ a la carga R. Además $i_o(\theta)$ circula por el filtro pasa bajos y por un transistor de conmutación o por un diodo, según el momento considerado.

El amplificador (Fig. 6.10) produce una corriente de salida que puede ser positiva o negativa, lo que hace necesario que el circuito tenga dos transistores y dos diodos, tal como se muestra. Un modulador (Fig. 6.11) produce sólo corriente de salida positiva, por lo que solo se necesita un solo transistor y un solo diodo (el circuito es similar a un regulador de tensión tipo switching o de conmutación). El capacitor C_b de bloqueo de CC en el amplificador se puede eliminar si se dispone de una fuente de alimentación partida.

La tensión de salida del modulador puede tener cualquier valor entre 0 y V_{CC} . En consecuencia, la potencia de salida máxima de un modulador Clase S es

$$P_{o(mod)} \leq \frac{V_{CC}^2}{R} \quad (29)$$

En el amplificador mostrado, $V_{om} \leq \frac{1}{2} V_{CC}$ para señales sinusoidales.

$$P_{o(mod)} = \frac{V_{om}^2}{2R} \leq \frac{V_{CC}^2}{8R} \quad (30)$$

En cualquier caso, los dispositivos activos no experimentan nunca tensión y corriente no nulos simultáneamente, de tal forma que el amplificador y el modulador tienen en teoría un rendimiento del 100 por ciento. Para un amplificador Clase S, $P_{max} = 1/8$ (igual que para amplificador Clase B).

6.6.2 Rendimiento

El amplificador Clase S, como otros AP de conmutación, tiene un rendimiento menor que el 100 por ciento a causa de los efectos de la tensión y la resistencia de saturación, de la capacidad en derivación y del tiempo no nulo de transición. Los efectos de los tres primeros pueden tratarse de la misma manera en que se analizaron en el amplificador Clase D. La tensión de saturación se tiene en cuenta usando $V_{eff} = V_{CC} - V_{sat}$ y la resistencia de saturación es equivalente a un resistor en serie con la carga. Por lo tanto $V_{eff} = V_{DD}R/(R + R_{on})$. Cada transición del conmutador carga a la capacidad de derivación y la (14) se puede usar directamente con amplificadores o moduladores Clase S que tengan una fuente única de $+V_{CC}$. Un AP Clase S con fuente partida $\pm V_{CC}$ duplica el número de transistores para los que se saca corriente de carga de la fuente lo que duplica la potencia disipada dada por (15).

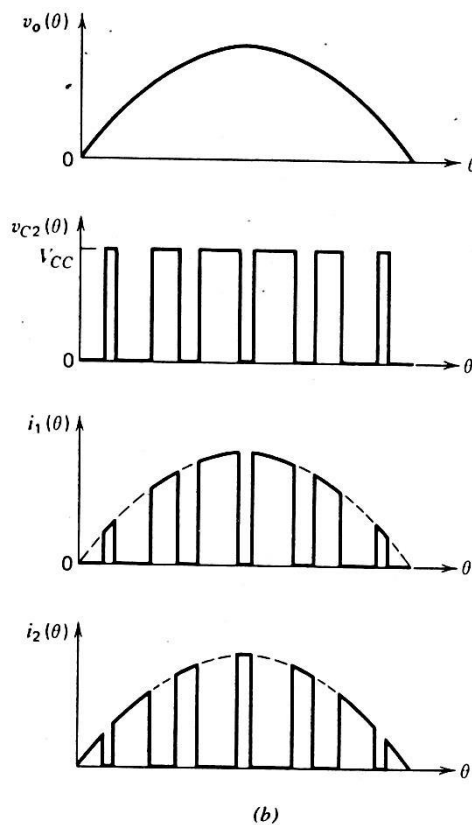
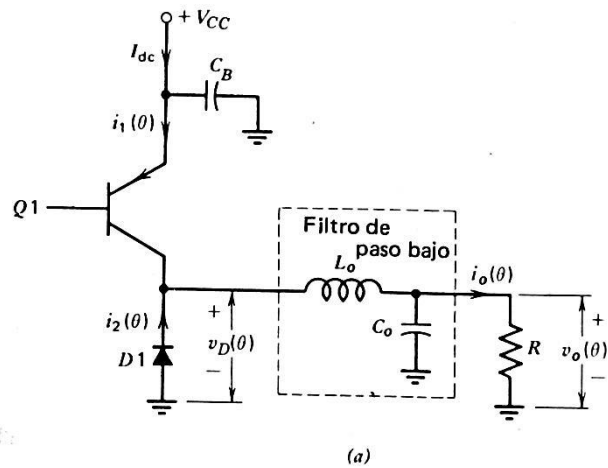


Fig. 6.11 Modulador Clase S. (a) Circuito y (b) formas de onda.

Los efectos del tiempo de transición sobre el rendimiento pueden analizarse en una forma semejante a la que se usó para el amplificador Clase D. Sin embargo, como difieren las formas de onda de corriente, las fórmulas establecidas para el amplificador Clase D no se aplican a la Clase S. En general, la corriente de salida es esencialmente constante durante el tiempo de transición. Si se suponen tensiones y corrientes de transición lineal, la potencia disipada en una transición es $P_{dT} = \theta_s^2 V_{CC} i_o / 8\pi$, donde θ_s es el tiempo de transición convertido a radianes (a la frecuencia de conmutación) e i_o es el valor de la corriente de salida durante la transición en cuestión.

Como hay dos transiciones en cada ciclo de la frecuencia de conmutación, la potencia promedio disipada (sobre un ciclo de la señal que esta siendo amplificada) es

$$P_d = \frac{\theta_s^2}{4\pi} V_{CC} A \quad (31)$$

donde A es el promedio del valor absoluto de la corriente de salida. Para un amplificador con una corriente sinusoidal, $A = V_{CC}/\pi R$, para un modulador con salida sinusoidal rectificadora de onda completa (esto es $i_o(\theta) = V_{CC}|\sin \theta|/R$), $A = 2V_{CC}/\pi R$. Para un modulador con una salida de onda sinusoidal elevada ($i_o(\theta) = V_{CC}(1 + \sin \theta)/2R$), $A = V_{CC}/2R$. Se puede usar una tensión efectiva de alimentación $V_{eff} = V_{CC}P_o/(P_o + P_d)$ para incluir en forma aproximada los efectos de P_d .

6.6.3 Modulación de ancho de pulso

La modulación por ancho de pulso (PWM) necesaria para amplificación Clase S, se puede realizar mediante varias técnicas. Acá se analiza la técnica que usa un generador de onda triangular y un comparador de tensión. En la Fig. 6.12 se muestra el método mencionado para la producción de la PWM. Si se aplican a un comparador la señal de entrada y una onda triangular periódica con la frecuencia de conmutación, el comparador produce una salida alta cuando la señal de entrada es mayor que la onda triangular y una salida baja en el caso contrario. El resultado es que el ancho de los pulsos altos varía linealmente con la amplitud de la señal de entrada.

La linealidad de este método de PWM depende básicamente de la linealidad de la onda triangular. Esta onda triangular la puede proveer directamente un circuito integrado generador de funciones, u obtenerse por integración de la salida de una onda cuadrada de un multivibrador astable.

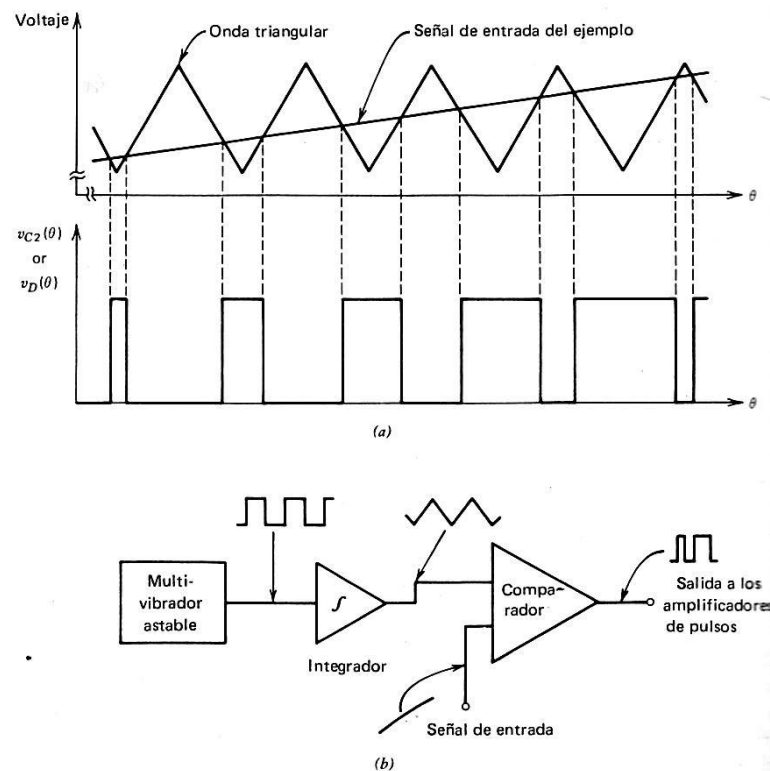


Fig. 6.12 Generación de PWM con un comparador. En (a) las formas de onda y (b) el diagrama en bloques.

6.6.4 Consideraciones sobre el filtro de salida y la frecuencia de conmutación

El filtro de salida debe atenuar la frecuencia de conmutación y sus armónicas, hasta un nivel aceptable, sin afectar significativamente la señal de salida, es decir no exceder niveles de distorsión de amplitud y fase especificados. Debe presentar una alta impedancia de entrada (5 a 10 veces R) a la frecuencia de conmutación, por esta razón, el filtro de salida debe tener un inductor en serie en su entrada.

El filtro de dos polos L_o - C_o (Fig. 6.10 y Fig. 6.11) se puede diseñar usando técnicas ordinarias, teniendo presente que la impedancia de la fuente es cero. Se puede diseñar este filtro mediante el uso de tres relaciones: primero, la frecuencia f_o en la cual L_o y C_o resuenan, es la frecuencia esquina o de corte en un diagrama aproximado de Bode, segundo, un factor de atenuación de $\zeta = 0,707 = \frac{1}{2R} \sqrt{L_o/C_o}$ o mayor, dará una banda de paso suave sin pico resonante y una atenuación de - 3dB con un desplazamiento de fase de 90° en f_o . Tercero, la atenuación de este filtro de dos polos es 40dB por década para frecuencias arriba de f_o .

La distorsión máxima permisible, el máximo índice de modulación y la componente de frecuencia máxima de la señal que se va a amplificar, definen una frecuencia mínima de conmutación. La atenuación requerida de la frecuencia de conmutación, el número de polos del filtro de salida y su frecuencia de corte, determinan un segundo mínimo para la frecuencia de conmutación.

6.6.5 Amplificadores de pulso

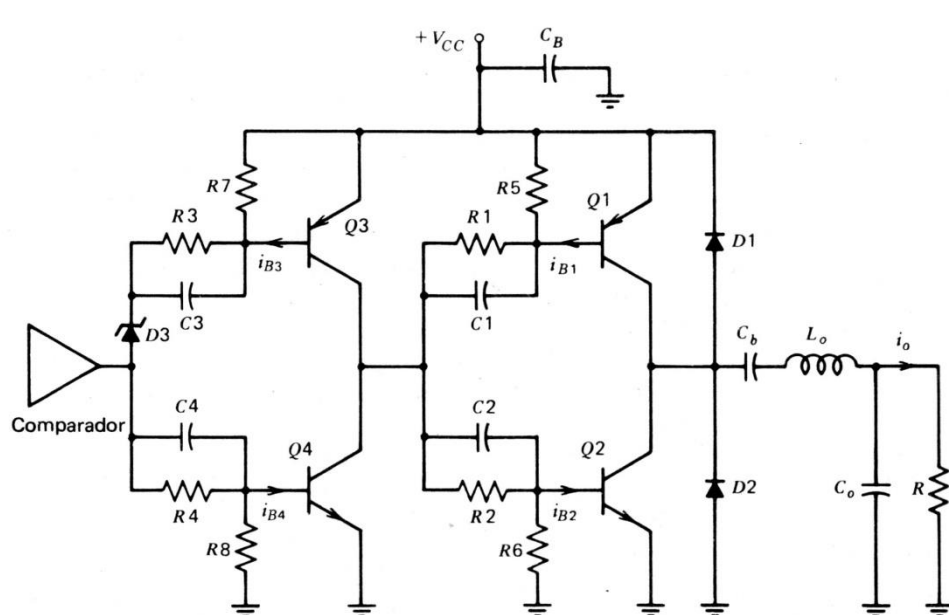


Fig. 6.13 Ejemplo de una cadena de amplificadores de pulso

Los amplificadores de pulsos se usan para elevar la salida del modulador hasta un nivel adecuado para controlar los transistores de conmutación de salida. Hay una gran diversidad de circuitos de excitación para este propósito, todos deben garantizar la saturación y corte de los dispositivos de salida aún en las peores condiciones.

La Fig. 6.13 muestra un ejemplo de circuito de excitación para un AP Clase S. Se usa un diodo Zener D_3 para acomodar la diferencia entre el tensión de salida alta del de comparador y V_{CC} . El par complementario Q_3 - Q_4 aseguran una conmutación rápida y los niveles de tensión adecuados para mantener el corte a Q_1 y Q_2 . Las corrientes de base están limitadas por resistores en serie, estos resistores y las capacidades de base producen un efecto de filtro de pasa bajos, el cual puede ser revertido poniendo capacitores, seleccionados empíricamente (este efecto es análogo al de los capacitores ajustables en las puntas de prueba atenuadoras para osciloscopios), en paralelo con las resistencias en serie con las bases. El funcionamiento de este circuito se explica mejor con un ejemplo.

Ejemplo 6-8. Determine f_s y los valores o especificaciones de los componentes para el circuito de la Fig. 6.13 si $V_{CC} = 12$ V, $R = 8$ ohm, y $V_{om} < 5$ V. Los transistores tienen $V_\gamma = 0,7$, $V_{sat} = 0,3$ V, y $\beta > 20$. La tensión de salida del comparador de tensión es 0 V y +3 V. La respuesta en frecuencia debe ser plana dentro de 3dB desde 100 Hz a 10 kHz y los niveles de distorsión y espurios deben estar a -40 y -80 dB por debajo del nivel máximo de la señal de salida.

La reactancia del capacitor de bloqueo C_b no debe exceder a 8 ohm en 100 Hz para una respuesta de -3dB, por lo tanto $C_b > 200$ μ F. Si $\zeta = 0,707$ y L_o - C_o resuenan a 10 kHz, esta frecuencia se atenuará en 3 dB. Como $\sqrt{L_o C_o} = 1/(2\pi \cdot 10^4)$ y $\sqrt{L_o/C_o} = 11,3$, despejando $L_o = 180$ μ H y $C_o = 1,41$ μ F. Un filtro de dos polos produce una atenuación de 80 dB dos décadas arriba de su frecuencia de corte, por lo tanto $f_s = 1$ MHz. Como $f_s/f_m = 100$, los espúrios de la frecuencia de conmutación quedarán bien por debajo de los 40 dB especificados.

La corriente pico en los Q_1 , Q_2 , D_1 y D_2 es $5/8 = 0,625$ A y las especificaciones de tensión son de 12 V. Dado que $\beta > 20$, las corrientes de base mínimas para Q_1 y Q_2 , son 31,25 mA. Dado que $V_\gamma + V_{sat} = 1$ V, $R_1 = R_2 \leq 11/0,03125 = 352$ ohm. $R_1 = R_2 = 330$ ohm es el valor estándar más conveniente que produce $i_{B1on} = i_{B2on} = 33,3$ mA. Las corrientes de base de Q_3 y Q_4 (y por ello la de salida de comparador) deben ser por lo menos de 1,67 mA.

En forma similar. $R_4 \leq (3 - 0,7)/(1,67 \times 10^{-3}) = 1,37$ k Ω , por lo tanto se elige $R_4 = 1,2$ k Ω y queda $i_{B4on} = 1,9$ mA. Un diodo zener D_3 de 9V para permitirá una corriente de base en Q_3 sólo cuando la salida del comparador sea baja, por lo tanto se elige $R_3 = 1,5$ k Ω y queda $i_{B4on} = 1,8$ mA.

Los resistores R_5 , R_6 , R_7 , y R_8 , ayudan a mantener el corte, sus valores no son críticos ($R_6 = 10R_2$ es una relación típica). Los valores de C_1 , C_2 , C_3 , y C_4 están dentro del rango entre 10 y 100 pF.

Bibliografía

[1] Estado Sólido en Ingeniería de Radiocomunicación de Herbert Krauss, Charles Bostian y Frederik Raab.