

# Amplificadores de Potencia de RF Alto Rendimiento

Universidad Tecnológica Nacional de Argentina - F. R. Córdoba  
Departamento de Electrónica - Electrónica Aplicada III

Daniel Rabinovich [drabinovich@electronica.frc.utn.edu.ar](mailto:drabinovich@electronica.frc.utn.edu.ar)

Ramón Oros [roros@electronica.frc.utn.edu.ar](mailto:roros@electronica.frc.utn.edu.ar)

Claudio Paz [cpaz@frc.utn.edu.ar](mailto:cpaz@frc.utn.edu.ar)

Año 2015

# • Introducción \*

- Solo se analizarán los AP de alto rendimiento más comunes, Clases D, E, F, y S, pero existen muchos otros como el G, H, J , etc.
- Un AP de alto rendimiento es aquel que alcanza un  $\eta$  mayor que el que se logra normalmente con los AP Clase A, B o C en una misma aplicación
- Estos términos no son universales, específicamente las Clases D y S que a los 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

$$\bullet P_{diss,out} \triangleq \frac{1}{T} \cdot \int_T v(t) \cdot i(t) \cdot dt$$

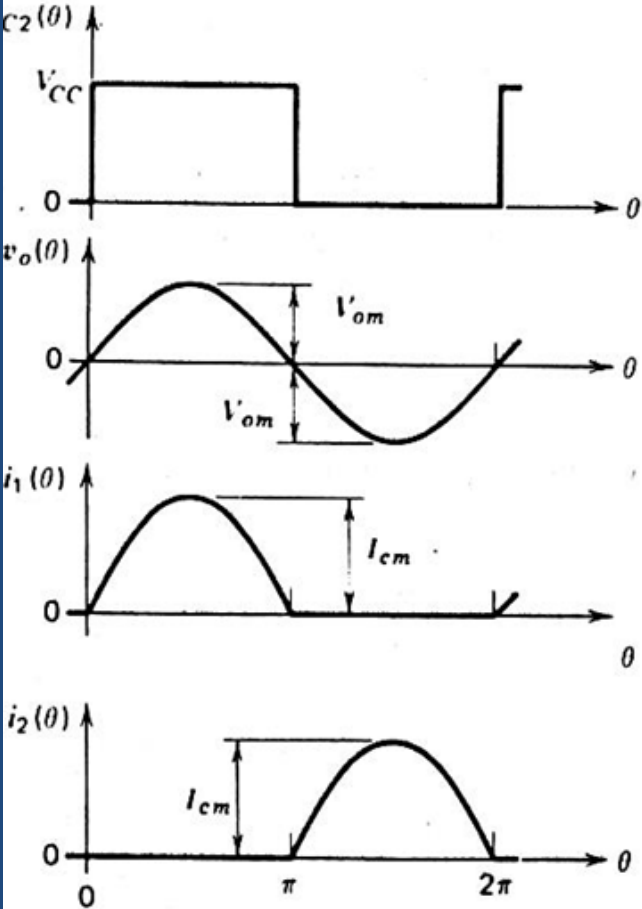
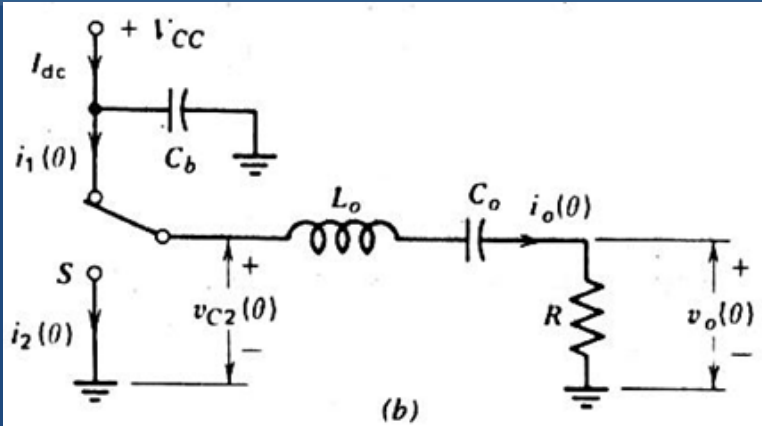
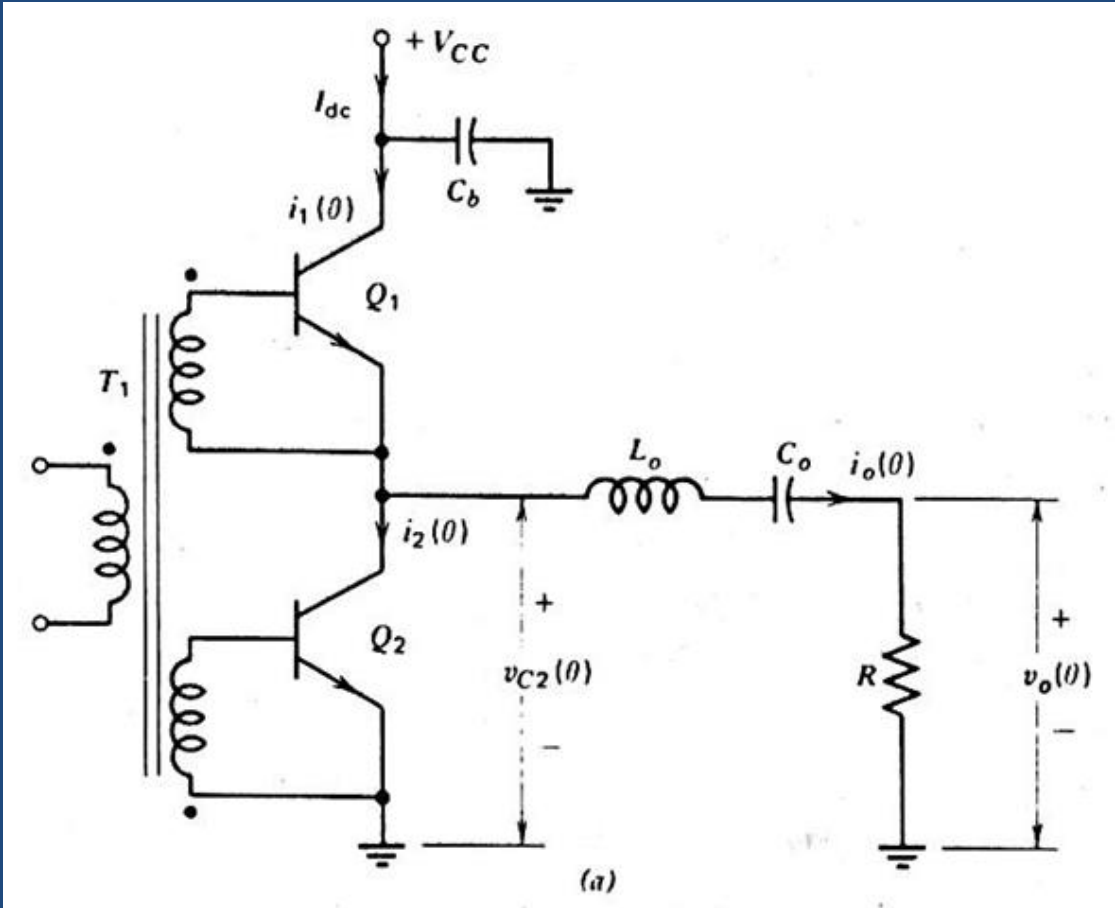
\* Capítulo basado en: Estado Sólido en Ingeniería de Radiocomunicación de Herbert Krauss, Charles Bostian y Frederik Raab

- En los AP en modo de conmutación Clases D, E y S, los dispositivos activos (BJT o FET) funcionan como interruptores, en vez de fuentes de corriente, cualquiera sea el momento  $V = 0$  o  $I = 0$
- Otros AP de alto  $\eta$  (Clases F, G y H) usan otras técnicas que incluyen resonadores armónicos y tensiones múltiples de alimentación para reducir el producto tensión corriente
- Los dispositivos reales tienen  $V$  o  $R$  de saturación no nulas, tiempos de conmutación finitos y reactancias parásitas lo que reducen el  $\eta$  máximo del amplificador idealizado
- Un AP con alto  $\eta$  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
  - Reducción del tamaño de las fuentes de alimentación
  - Reducción de consumo eléctrico de transmisores fijos
  - Disminución del consumo de baterías de equipos móviles
  - Reducción potencia disipada disminuyendo peso y tamaño de disipadores
  - La reducción de la  $T$  de los dispositivos activos aumenta la confiabilidad

- La construcción de los AP de alto  $\eta$  es, por lo general, muy semejante a la de los AP convencionales de RF para la misma  $P$  y el mismo rango de  $f$
- 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

- Amplificador 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%
  - Se analizarán 2 configuraciones
    - Conmutación de tensión complementaria
    - Conmutación de tensión acoplada por transformador

- Clase D, conmutación de tensión con salida complementaria
  - Q1 y Q2 funcionan como una llave de 2 polos
  - Cuando uno está encendido el otro está apagado



- $C_b$  tiene un valor lo suficientemente alto como para derivar a tierra cualquier componente de CA de  $i_1$  y mantener  $+V_{CC}$  constante en el colector de  $Q_1$
- Se puede usar FETs y BJTs pares complementarios invirtiendo un devanado del secundario de  $T_1$
- Suponiendo un ciclo de operación del 50%
  - $v_{C2}(\theta) = V_{CC} \left[ \frac{1}{2} + \frac{1}{2}s(\theta) \right]$
- $S(\theta)$  es una onda cuadrada de amplitud  $+1$  cuando  $\sin\theta$  es positivo y  $-1$  cuando  $\sin\theta$  es negativo, la serie de Fourier es
  - $s(\theta) = \frac{4}{\pi} \left( \sin\theta + \frac{1}{3}\sin3\theta + \frac{1}{5}\sin5\theta + \dots \right)$  de donde
  - $v_{C2}(\theta) = V_{CC} \left( \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\sin\theta + \frac{2}{3\pi}\sin3\theta + \frac{2}{5\pi}\sin5\theta + \dots \right)$
- Si  $L_o C_o$  está adecuadamente sintonizado, tendrá reactancia nula a la  $f$  fundamental de la conmutación, entonces despreciando las componentes armónicas
  - $i_o(\theta) = \frac{2V_{CC}}{\pi R} \sin\theta$  y la amplitud de  $v_o(\theta)$  vale  $V_{om} = \frac{2V_{CC}}{\pi}$

- La potencia de salida

- $P_0 = \frac{V_{0m}^2}{2R} = \frac{2}{\pi^2} \frac{V_{CC}^2}{R} \approx 0,203 \frac{V_{CC}^2}{R}$

- La corriente de entrada de CC es el promedio de  $i_1(\theta)$

- $I_{dc} = \frac{I_{cm}}{\pi} = \frac{2}{\pi^2} \frac{V_{CC}}{R}$

- Y la potencia de entrada

- $P_i = V_{CC} I_{dc} = \frac{2}{\pi^2} \frac{V_{CC}^2}{R}$

- Como  $P_0 = P_i$  el  $\eta = 100\%$

- La misma configuración de circuito funcionando en Clase B tiene un  $\eta$  máximo de 78,5%

- Para un mejor filtrado se puede usar un choque en serie con  $V_{CC}$  pero no puede omitirse  $C_b$ , ya que  $i_1(\theta)$  es una parte de la corriente sinusoidal de salida

- Se puede reemplazar a  $L_o C_o$  por una red T, pero no debe usarse en su lugar un circuito de salida sintonizado paralelo (o uno equivalente, tal como una red  $\pi$ )

- Para un circuito sintonizado serie simple, un Q de 5 representa buen compromiso entre evitar corrientes armónicas y la pérdida en el inductor



## – Ejemplo

- 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
- Solución:

$$- \text{ De } P_0 = \frac{V_{0m}^2}{2R} = \frac{2}{\pi^2} \frac{V_{CC}^2}{R} \approx 0,203 \frac{V_{CC}^2}{R}$$

$$V_{CC} = [(\pi^2/2) \times 25 \times 50]^{1/2} = 78,5 \text{ V}$$

$$- \text{ De } I_{dc} = \frac{I_{Cm}}{\pi} = \frac{2}{\pi^2} \frac{V_{CC}}{R}$$

$$I_{Cm} = (2/\pi) \times (V_{CC}/R) = (2/\pi) \times (78,5/50) = 1 \text{ A}$$

– De la misma ecuación se encuentra que

$$I_{dc} = 0,318 \text{ A}$$

- Clase D, conmutación de tensión acoplada por transformador
  - Se pueden usar transformadores de banda ancha con derivación central tal como se usan en los amplificadores Clase B
  - 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
  - La tensión del secundario es entonces una onda cuadrada dada por
    - $v(\theta) = \frac{n}{m}V_{CC}s(\theta)$
  - Las tensiones de colector son ondas cuadradas con niveles de 0 y  $+2V_{CC}$ .

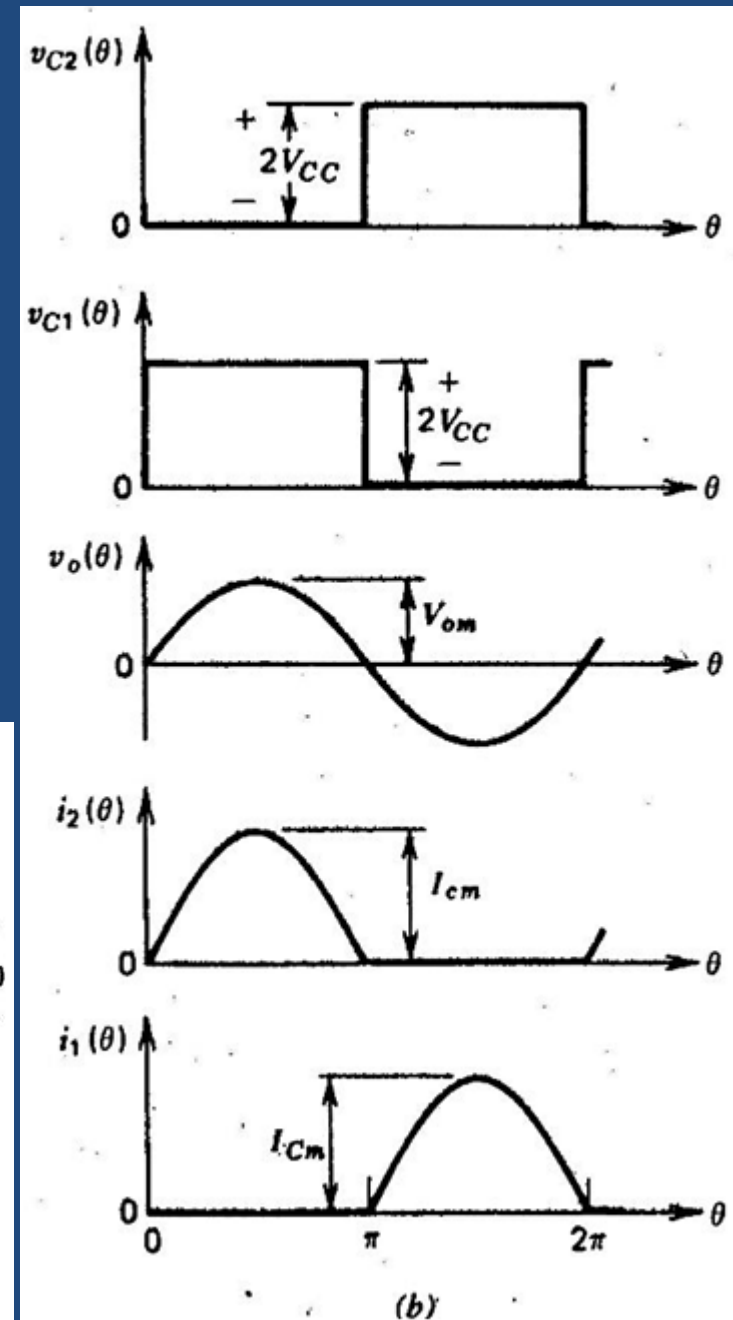
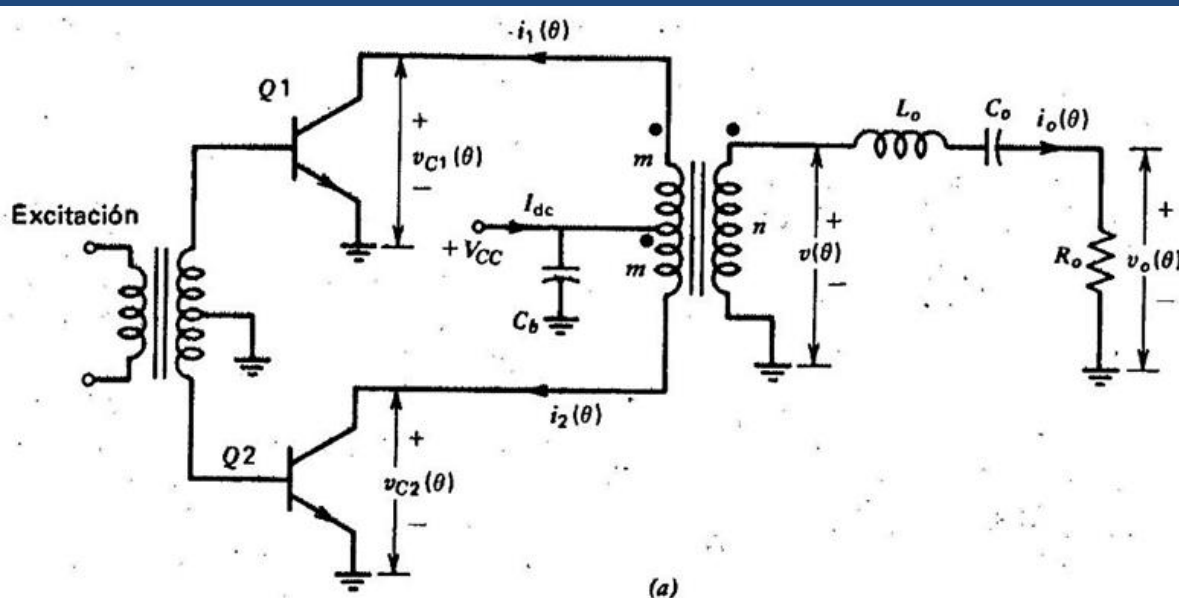
– Recordando a

$$\bullet s(\theta) = \frac{4}{\pi} \left( \sin\theta + \frac{1}{3}\sin3\theta + \frac{1}{5}\sin5\theta + \dots \right)$$

–  $V_{om} = (4/\pi)(n/m)V_{CC}$ , y la potencia de salida es

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

– 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)



- Las corrientes de colector son semi-sinusoides de amplitudes  $(4/\pi)(V_{CC}/R)$
- La corriente que entra a la derivación central es la suma de las 2 corrientes de colector, por lo que la corriente que entrega  $V_{CC}$ 
  - $I_{dc} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{CC}}{R}$
- La potencia de salida  $P_0 = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{CC}^2}{R}$  es igual a la de entrada lo que equivale a un  $\eta = 100\%$

## – Ejemplo

- Diseñe un amplificador Clase D por conmutación de tensión acoplado por transformador push-pull que entregue 50 W a una carga de 50 ohm
- $V_{CC}$  no debe exceder 28 V (los dispositivos deben soportar una  $V_{Cmax} = 56$  V)
- La transformación de impedancias se debe realizar con un transformador
- Solución

$$\text{– De } P_0 = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{CC}^2}{(m^2/n^2)R_0} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{CC}^2}{R} \quad R \leq (8/\pi^2)(28^2/50) = 12,7 \text{ ohm}$$

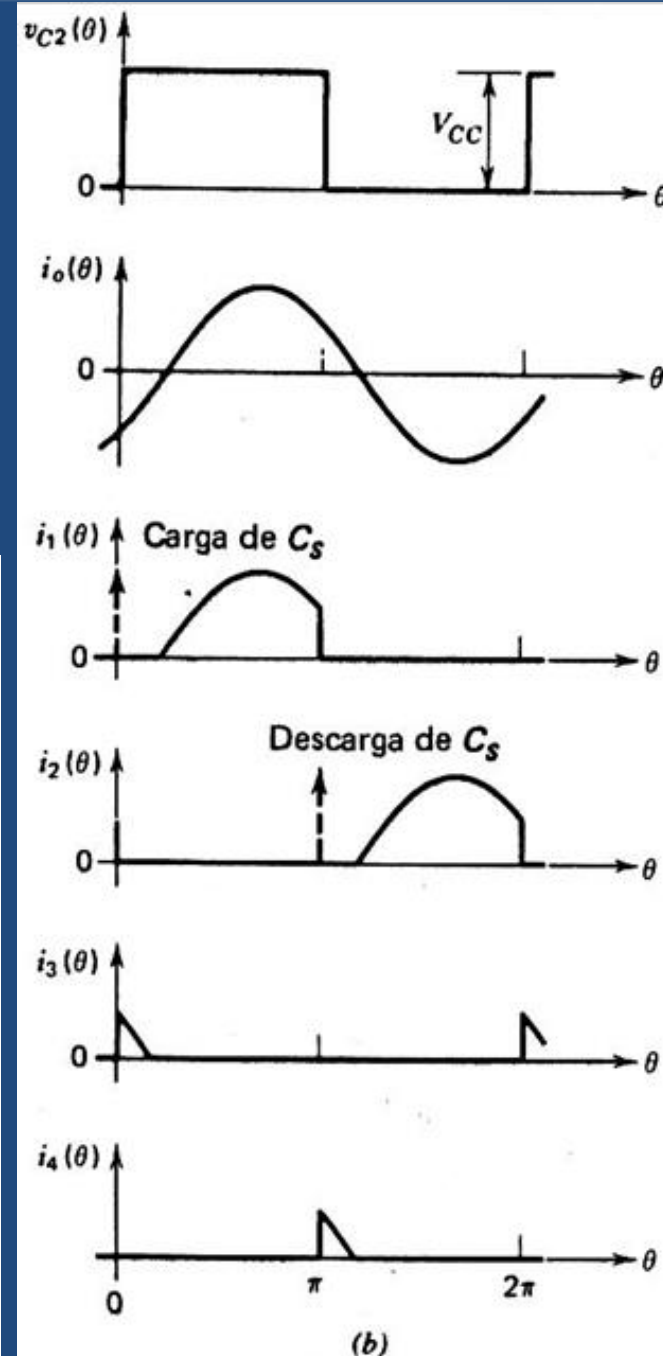
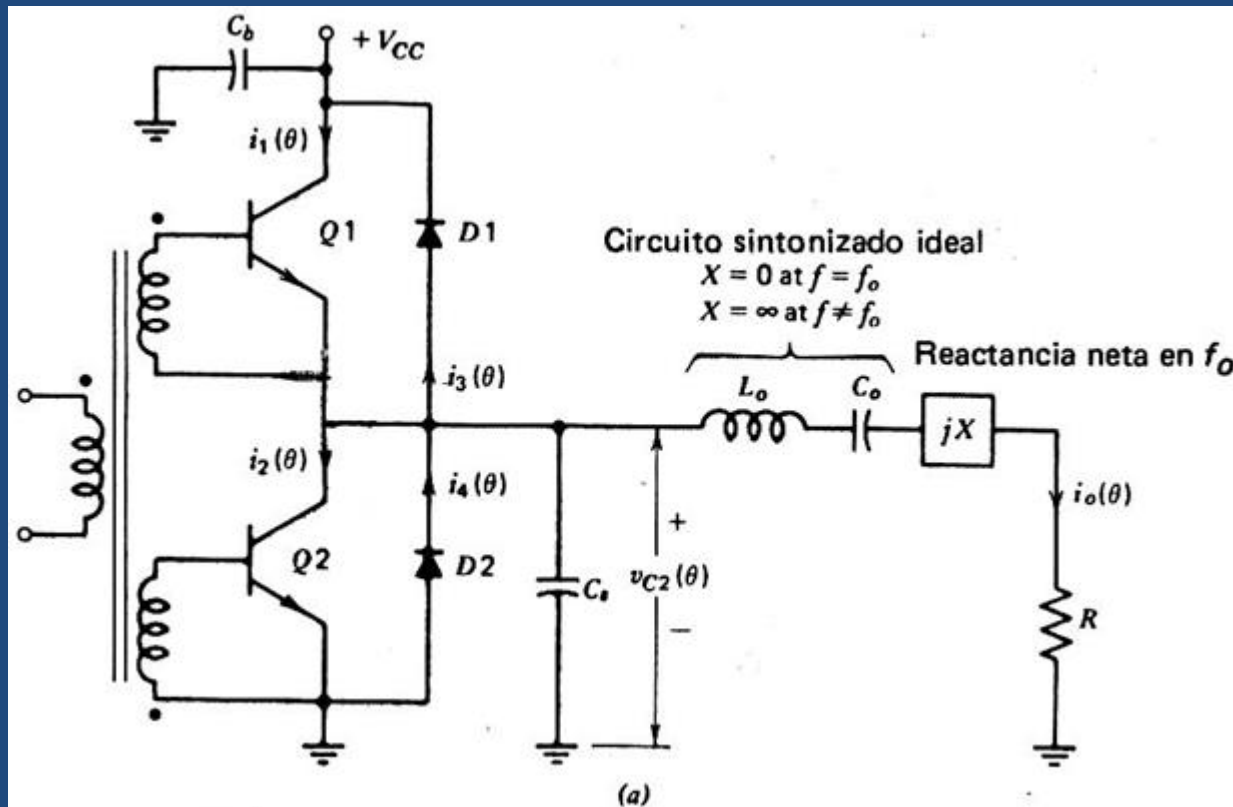
– La elección más conveniente para  $n/m = 2$  es  $R = 12,5 \text{ ohm}$

– Para esta carga da  $V_{CC} = 27,8 \text{ V}$

– De  $I_{dc} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{CC}}{R}$  la corriente de entrada  $I_{dc} = 1,80 \text{ A}$  y la corriente de pico de los dispositivos  $I_{Cm} = \frac{\pi}{2} I_{dc} = 2,83 \text{ A}$

# Cargas reactivas

- $v_{C2}(\theta)$  no se modifica pero la corriente queda desplazada
- La reactancia de carga no modifica el rendimiento de un amplificador Clase D
- $i_1(\theta)$  y  $i_2(\theta)$  tenderán a ser negativas durante una fracción del ciclo de RF



- Si  $Q_1$  y  $Q_2$  son VMOS puede circular una corriente de drenador negativa sin dañarlos
- los BPJT, 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  $D_2$
- 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

$$\bullet P_0 = \frac{2}{\pi^2} \frac{V_{CC}^2}{|Z|^2/R} = \frac{2}{\pi^2} \frac{V_{CC}^2}{\rho^2 R} \text{ donde } \rho = |Z|/R$$

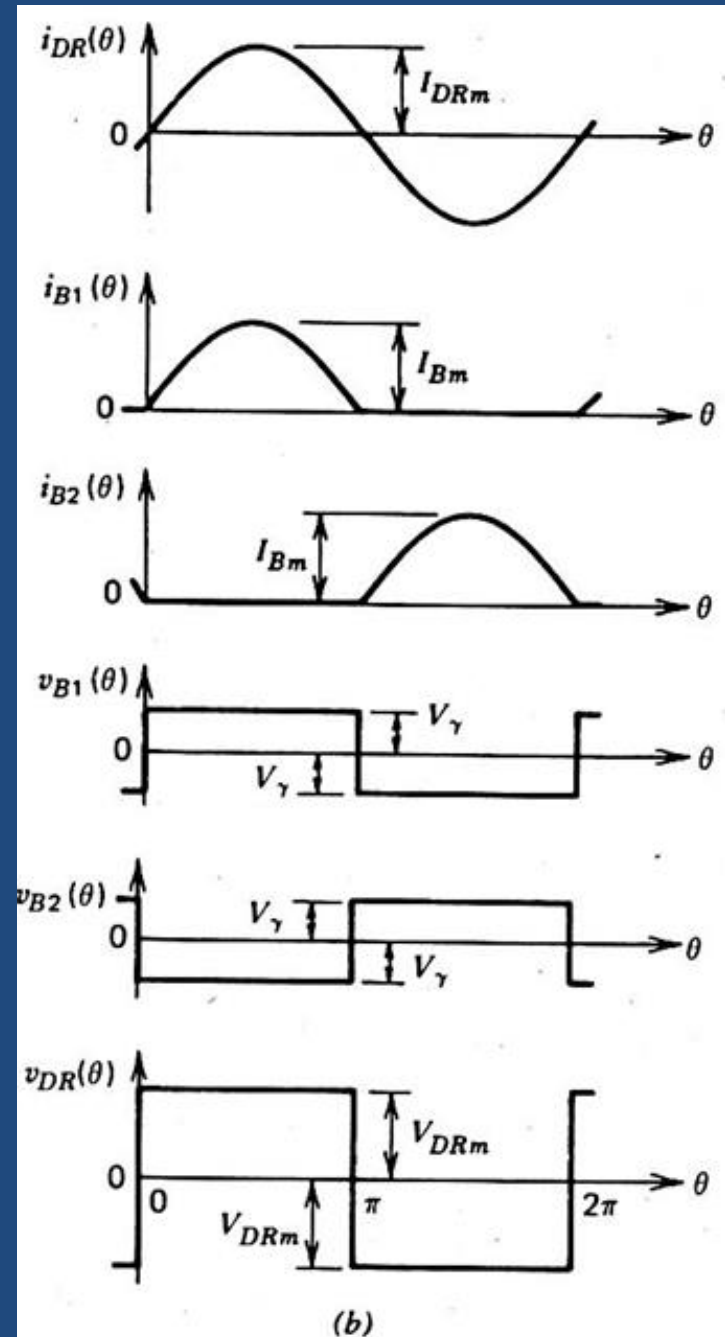
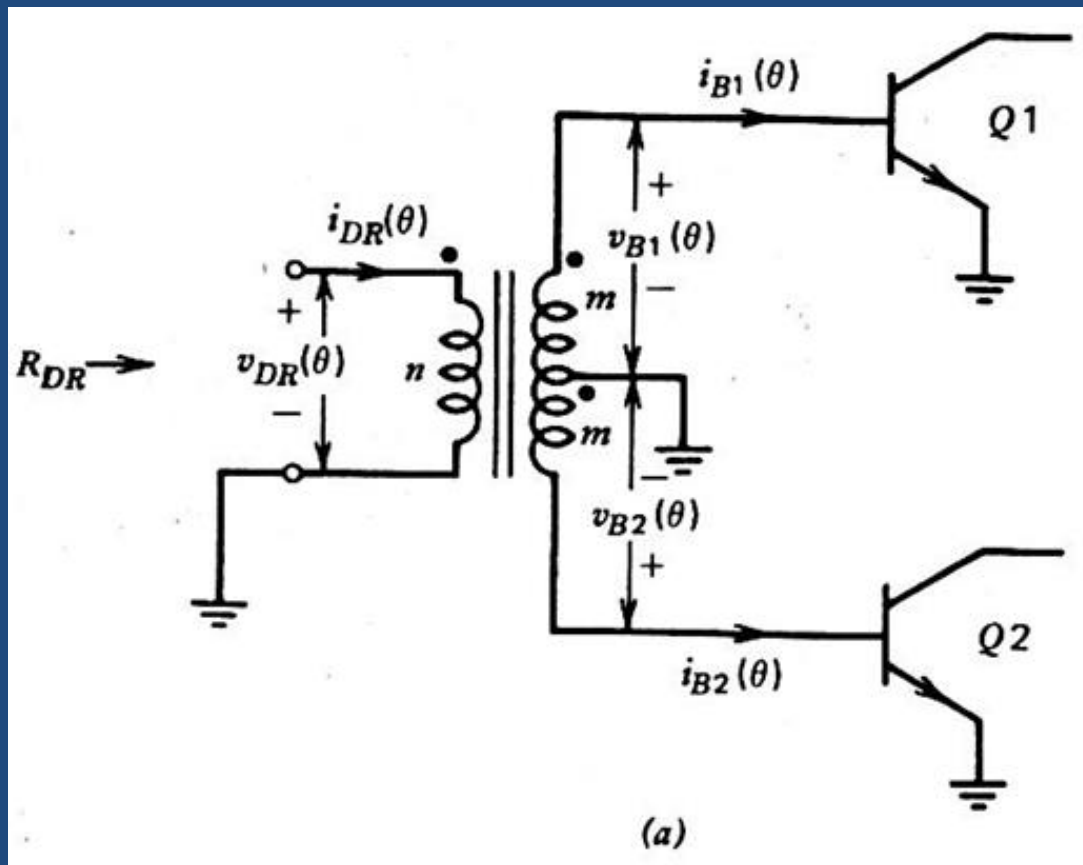
## – Ejemplo

- Determine la reducción en la potencia si aparece una reactancia serie tan grande como 50 ohm desintonizando el circuito de salida del ejemplo anterior
- Determine la posibilidad de compensar la pérdida de potencia incrementando  $V_{CC}$
- Solución
  - En primer lugar  $|Z| \leq 70,7 = \sqrt{2} \times 50$
  - $\rho = |Z|/R = \sqrt{2}$
  - Por analogía con con el Clase D de salida complementaria  $P_0 = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{CC}^2}{\rho^2 R}$
  - $V_{CC} = 27,8 \text{ V}$  y  $R = 12,5 \text{ ohm}$   $P_0 = 25 \text{ W}$
  - Si los dispositivos soportaran más tensión despejando  $V_{CC}$  con  $P_0 = 50 \text{ W}$  queda  $V_{CC} = 39,1 \text{ V}$
  - Los dispositivos deberían soportar  $v_{C,max} = 78,2 \text{ V}$



- Excitación
  - La excitación debe ser suficiente para asegurar que los dispositivos se saturen y se corten en los intervalos adecuados del ciclo de RF
  - Como no trabaja linealmente no necesita una corriente de reposo, rara vez se usa polarización de base o compuerta
  - Para el 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
  - 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 corriente senoidal que fluye hacia una base dada hace que la tensión de base se eleve hasta su valor umbral  $V_\gamma$  ( $\approx 0,7$  V Si)
- El transformador genera una tensión  $-V_\gamma$  en la base del otro transistor, asegurando que esté al corte



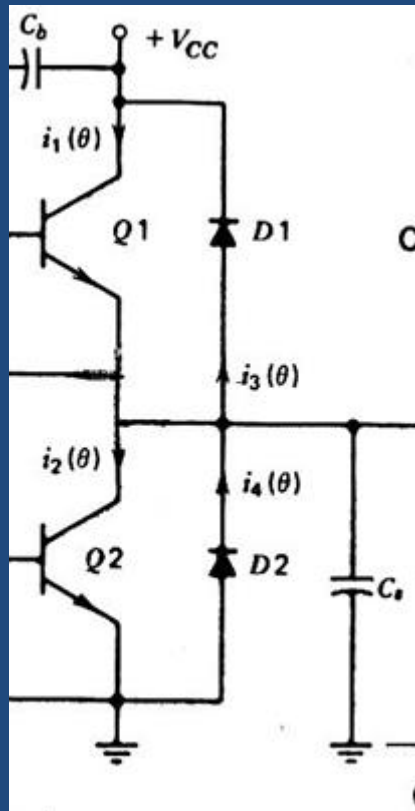
- La onda de tensión sobre el devanado primario del trafo es una onda cuadrada de amplitud  $\pm (n/m)V_\gamma$ , con una amplitud del 1er armónico  $4/\pi$  veces mayor
- La impedancia presentada al excitador es entonces
  - $R_{DR} = \frac{4}{\pi} \frac{n^2}{m^2} \frac{V_\gamma}{I_{Bm}}$
- La potencia de excitación
  - $P_{DR} = \frac{2}{\pi} V_\gamma I_{Bm}$
- $I_{Bm}$  debe ser lo suficientemente alta (por lo menos  $I_{Cm}/\beta$ )
- Una corriente de salida excesiva del excitador puede causar daño a los transistores del AP
- La excitación para los AP por conmutación 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

- Determine los requerimientos de excitación del amplificador del ejemplo
- Si  $\beta = 20$  y  $V_\gamma = 0,8$  V, y diseñe un transformador que lleve la impedancia de excitación a estar dentro de un  $\pm 20$  por ciento de 50 ohm
- Solución
  - En primer lugar,  $I_{Bm} = 2,83/20 = 142$  mA
  - De  $P_{DR} = \frac{2}{\pi} V_\gamma I_{Bm}$ 
$$P_{DR} = 2/\pi(0,8)(0,142) = 72 \text{ mW}$$
  - Si  $n/m = 1$ ,  $R_{DR} = (4/\pi)(0,8)/0,142 = 7,17$  ohm, que es demasiado baja
  - Sin embargo si  $n/m = 5/2$  produce una aceptable  $R_{DR} = (5^2/2^2)(7,17) = 44,8$  ohm

- Resistencia y tensión de saturación
  - La tensión de saturación de los BJT afecta a los amplificadores Clase D igual que en otras clases
  - La saturación se tiene en cuenta reemplazando  $V_{CC}$  por una tensión efectiva  $V_{eff}$  en todos los cálculos, excepto en el potencia de entrada
  - Para las configuraciones Clase D acopladas con transformador  $V_{eff} = V_{CC} - V_{sat}$
  - Para las configuraciones Clase D con configuraciones complementarias  $V_{eff} = V_{CC} - 2V_{sat}$
  - El rendimiento se reduce del 100 por ciento por  $V_{eff}/V_{CC}$ .
  - Ambas configuraciones, la complementaria y la acoplado por transformador, implementadas 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  $V_{DD} + V_{eff}$ , y  $V_{DD}$  para el complementario
  - Esta última desviación se debe a que la máxima tensión ocurre cuando la corriente de drenador es nula

# • Capacidad paralelo



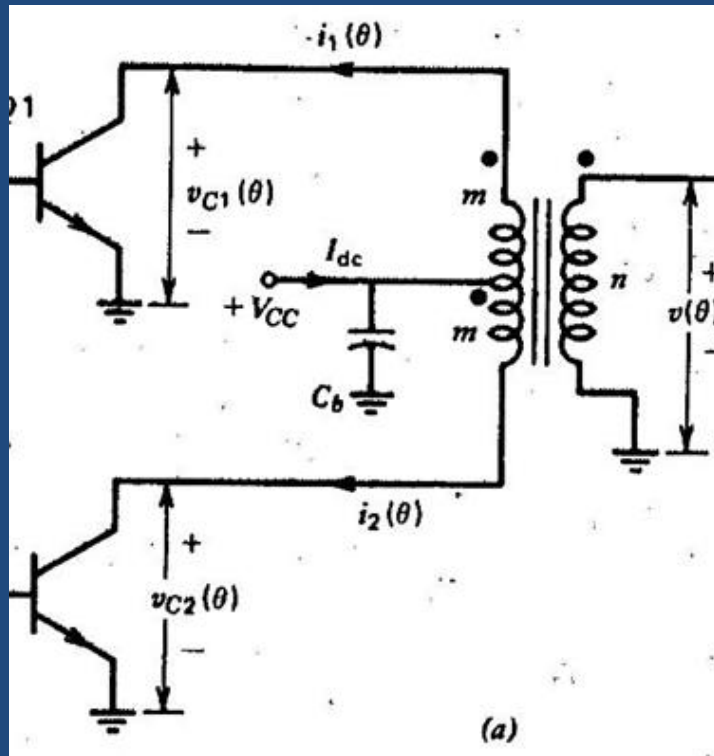
- $C_s$  está compuesta por la de salida de los transistores y la capacidad parásita distribuida de los circuitos
- Cada vez conduce  $Q_1$ ,  $C_s$  se carga casi instantáneamente hasta  $V_{eff}$  (o hasta  $V_{DD}$  si  $Q_1$  es un FET)
- Como esto ocurre una vez por cada ciclo de RF, la potencia consumida es

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

- $C_s$  produce un aumento en la potencia de entrada, pero no cambia la de salida, disminuyendo el  $\eta$

- Si el AP Clase D es acoplado por transformador tiene una capacidad  $C_s$  en derivación con cada uno de los dos  $Q_1$  y  $Q_2$
- Ambas capacidades en paralelo deben cargarse hasta  $2V_{ff}$

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



- Una comparación rápida parece indicar que la configuración complementaria es más eficiente que la acoplada por transformador
- Pero como la segunda distribuye la misma capacidad total de derivación a dos posiciones y funciona con la mitad 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
- Esto se último se explica observando que  $I_{dc}$  se reparte en ambos transistores

## – Ejemplo

- Determinar los efectos de una capacidad en derivación de 25 pF sobre cada dispositivo del [ejemplo](#). Considere  $f = 7$  MHz
- Solución

$$- \text{De } P_s = C_s (2V_{eff})^2 (2f) = 8C_s V_{eff}^2 f = \frac{4}{\pi} B_s V_{eff}^2$$

$$P_s = 8(25 \times 10^{-12})(27,8)^2(7 \times 10^6) = 1,08 \text{ W}$$

$$- P_i = 50 + 1,08 = 51,08 \text{ W}$$

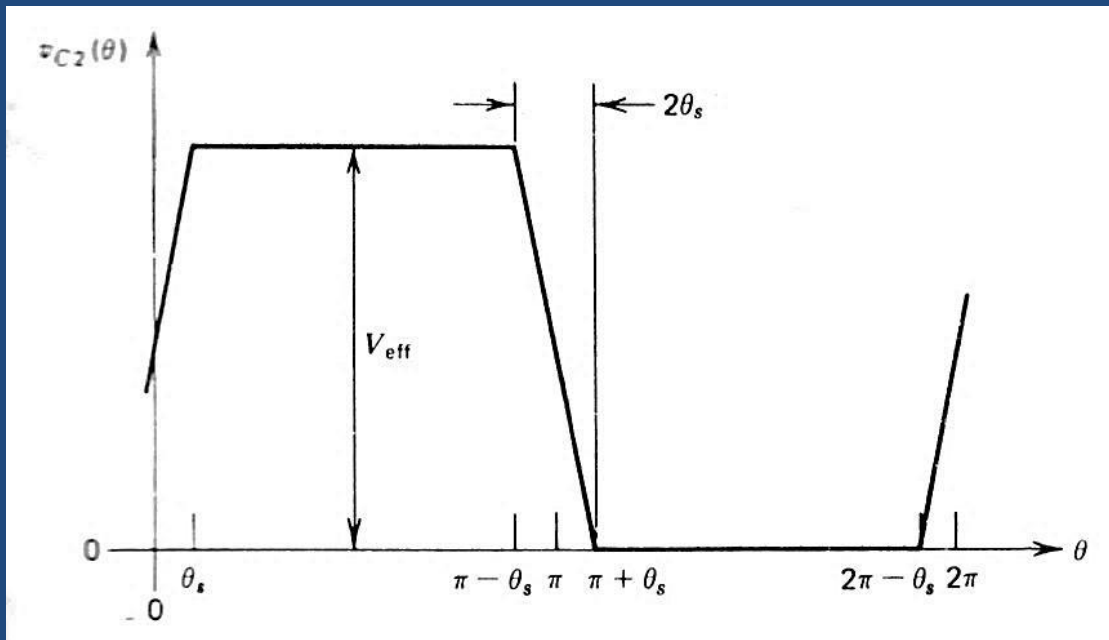
$$- \text{Como } P_o \text{ no se modificó, } \eta = 50/51,08 = 97,9 \%$$

$$- \text{La corriente de entrada se incrementó a } I_{dc} = 1,81(51,08/50) = 1,85 \text{ A.}$$



- Tiempo de transición

- Los dispositivos reales requieren un tiempo finito para conmutar del corte a la saturación y viceversa
- Aunque se puede relacionar con la capacidad en derivación  $C_s$ , también puede ser casi independiente de  $C_s$  ya que a menudo se lo especifica en las hojas de datos de los dispositivos
- Un análisis exacto es muy complicado, pero suponiendo la forma de onda mostrada en la figura de un Clase D complementario

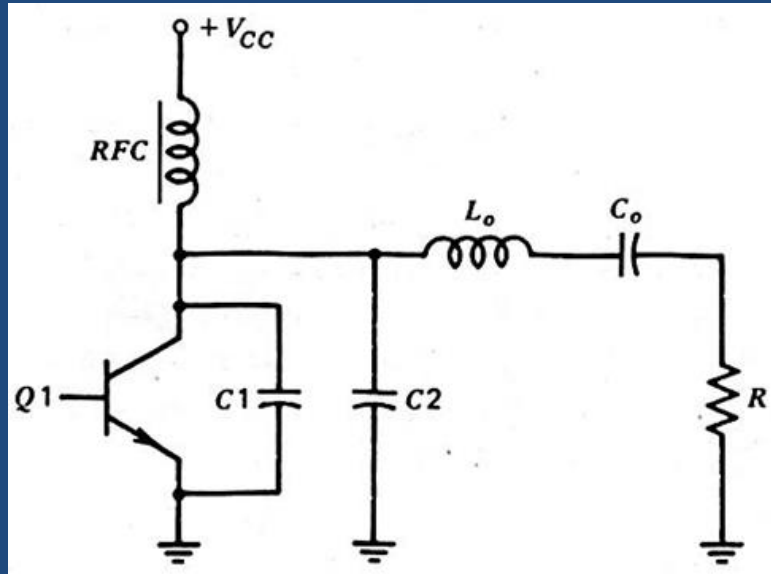


- El tiempo  $t_s$  requerido por un solo transistor para completar la conmutación se convierte a una fracción angular del ciclo de RF como  $\theta_s = 2\pi f t_s$

- Se asume que ambos transistores completan la conmutación en  $2\theta_s$
- La tensión de salida de RF se obtiene del primer término de la serie de Fourier de la forma de onda trapezoidal, por lo tanto
  - $V_{om} = \frac{2}{\pi} V_{eff} \frac{\sin\theta_s}{\theta_s} \approx \frac{2}{\pi} V_{eff} \left(1 - \frac{\theta_s}{6}\right)$
- Donde la aproximación es válida solo para pequeños valores de  $\theta_s$
- 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)
- Multiplicando y dividiendo por  $V_{eff}$  el rendimiento es
  - $\eta = \frac{\pi V_{eff} V_{om}}{2 V_{eff} V_{CC}} = \frac{V_{eff} \sin\theta_s}{V_{CC} \theta_s}$
- El  $\eta$  tiene en cuenta el tiempo de transición y la saturación

- Modulación de 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 debido a 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

- Amplificador Clase E

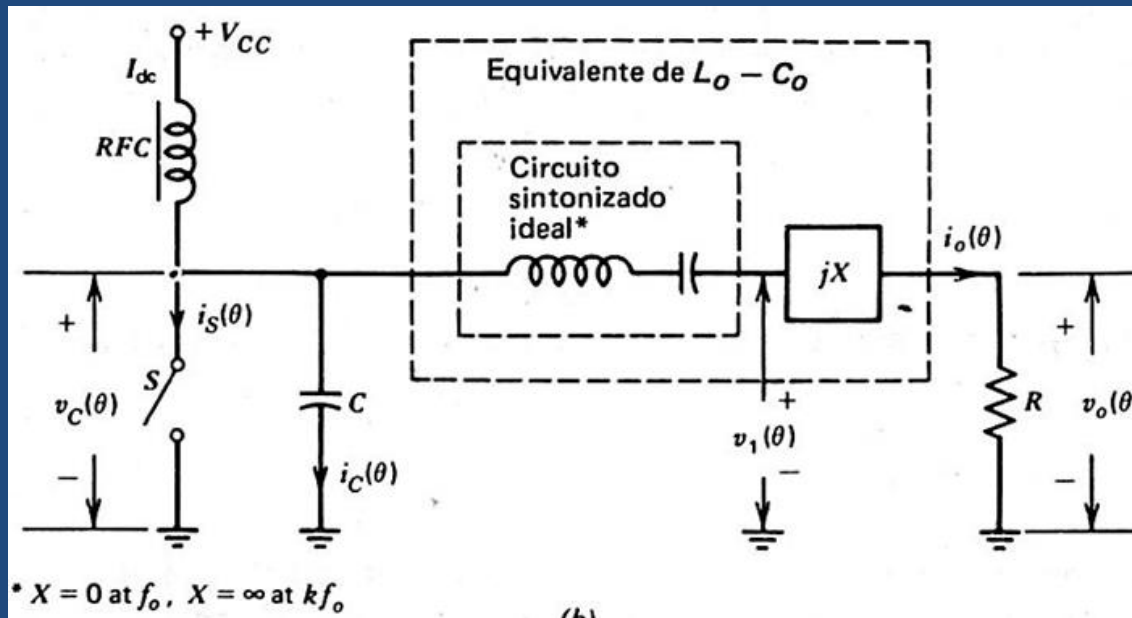


- Usa un solo transistor excitado para funcionar como un conmutador
- La red de carga menos complicada consiste en un circuito sintonizado en serie ( $L_o$ - $C_o$ ) que conecta el colector a una carga y una capacidad  $C$  que deriva a tierra al colector
- La capacidad  $C$  en derivación esta compuesta 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

- Funcionamiento y análisis

- Se puede analizar basándose en 4 suposiciones

- 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)

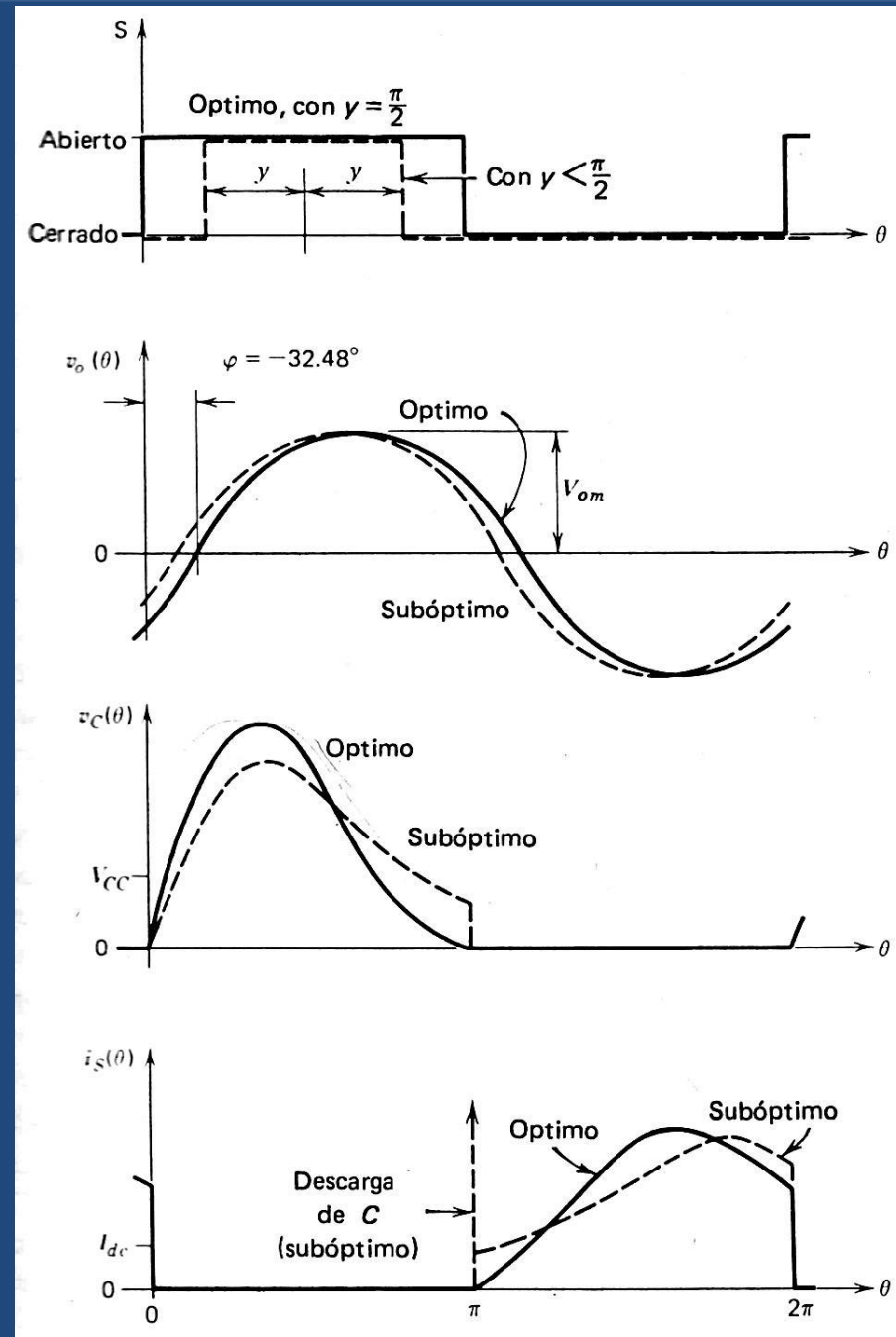
- Cuando la llave  $S$  está cerrada, la tensión de colector  $v_c(\theta) = 0$  y la corriente en  $C$ ,  $i_c(\theta)$  son nulas
- La corriente de colector  $i_s(\theta)$  es la diferencia  $I_{dc} - i_o(\theta)$
- Cuando  $S$  está abierto, la corriente de colector  $i_s(\theta) = 0$  y la corriente del capacitor es entonces la diferencia  $I_{dc} - i_o(\theta)$
- La forma de onda de tensión de colector está producida por la carga del capacitor en 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 antes de la descarga

- La determinación de las formas de onda de corriente y de tensión en una AP Clase E es más difícil de realizar que en un AP Clase D
- La magnitud de la corriente de CC de entrada  $I_{dc}$ , la amplitud  $I_{om} = V_{om}/R$  y la fase  $\phi$  de la corriente de salida de RF, determinan los parámetros de la forma de onda de la tensión de colector cuando la llave está abierta
  - $$v_c(\theta) = \left[ \frac{I_{dc}}{B} \left( y - \frac{\pi}{2} \right) + \frac{V_{om}}{BR} \sin(\phi - y) + \frac{V_{om}}{BR} \cos(\theta + \phi) \right]$$
- donde  $y$  es el tiempo de desactivación (abierto) del conmutador (convertido a radianes) y  $B$  es la susceptancia 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  $\eta$ ) de un AP Clase E cuando los parámetros de funcionamiento y de circuito ( $B$ ,  $X$ ,  $R$ ,  $V_{CC}$  e  $y$ ) son conocidos.

- Performance óptima y diseño
  - Si se supone que todos los elementos del circuito equivalente del AP Clase E idealmente no tienen pérdidas
  - El único mecanismo de pérdida es la descarga de la capacitancia en derivación cuando el conmutador se activa
  - Se pueden seleccionar los elementos del circuito de tal forma que la tensión de colector se haga cero precisamente cuando se active el conmutador  $S$
  - No se descargará ninguna energía y el rendimiento será 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 figura siguiente





- 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
- Para determinar los valores de  $B$  y  $X$  para funcionamiento óptimo, en primer lugar es necesario anular  $v_c(\theta)$  y su derivada con respecto a  $\theta$  igual a cero en  $\theta = \pi/2 + \gamma$

- 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
  - $V_{om} = \frac{2}{\sqrt{1+\pi^2/4}} V_{CC} \approx 1,074 V_{CC}$
  - $P_o = \frac{2}{\sqrt{1+\pi^2/4}} \frac{V_{CC}^2}{R} \approx 0,577 \frac{V_{CC}^2}{R}$
- y la corriente de alimentación  $I_{dc} = V_{CC}/1,734R$ . La tensión pico de colector pico 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

\* $P_{max} = P_{o,max} / (V_{C,max} I_{C,max})$  figura de mérito de aprovechamiento del dispositivo

- $Q$  del circuito de salida
  - Los valores de  $B$  y  $X$  dados 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
  - 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 el funcionamiento óptimo del AP Clase E
  - Si el  $Q$  está definido por el inductor  $L_o$  (esto es  $Q = \omega L_o / R$ ), el funcionamiento óptimo con  $Q < \infty$  se puede lograr usando las siguientes fórmulas, deducidas empíricamente

$$\bullet X = \frac{1,110Q}{Q-0,67}R \quad \text{y} \quad B = \frac{0,1836}{R} \left( 1 + \frac{0,81Q}{Q^2+4} \right)$$

# • Ejemplo

- 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
- Solución

- De  $P_o = \frac{2}{\sqrt{1+\pi^2/4}} \frac{V_{CC}^2}{R} \approx 0,577 \frac{V_{CC}^2}{R}$ ,  $V_{CC} = 23,3$  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
- Como  $i_{Cmax} = 2,86 I_{dc}$ ,  $i_{Cmax} = 3,06$  A
- De  $B = \frac{0,1836}{R} \left( 1 + \frac{0,81Q}{Q^2+4} \right)$ ,  $B = 0,0167$ , por lo tanto  $C = 664$  pF
- De  $X = \frac{1,110Q}{Q-0,67} R$ ,  $X = 16,02$  ohm, y  $L_o$  tendrá entonces una reactancia de  $16,02 + 5 \cdot 12,5 = 78,52$  ohm y una inductancia de 3,12  $\mu$ H
- $C_o = 1/(2\pi \cdot 4e6 \cdot 5 \cdot 12,5) = 636$  pF
- La bobina de RF deberá tener una reactancia de por lo menos  $10R$ , por lo que su valor deberá ser de 6,24  $\mu$ 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  $Q$
  - Sin embargo, que es posible hacer funcionar el AP Clase E sobre una octava de ancho de banda con un 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  $R$

- 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, para un ciclo de trabajo del 50 por ciento, una tensión de alimentación efectiva aproximada de
    - $V_{eff} \approx \frac{R}{R + 1,365R_{on}} V_{DD}$

- 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  $\theta_s$  es el tiempo de transición convertido en radianes
- El rendimiento queda entonces en ausencia de tensión o resistencia de saturación
  - $\eta = 1 - \frac{1}{12}\theta_s^2$
- Esto puede combinarse con otros efectos, sumando potencias disipadas o multiplicando el rendimiento anterior por aquellos producidos por los otros efectos

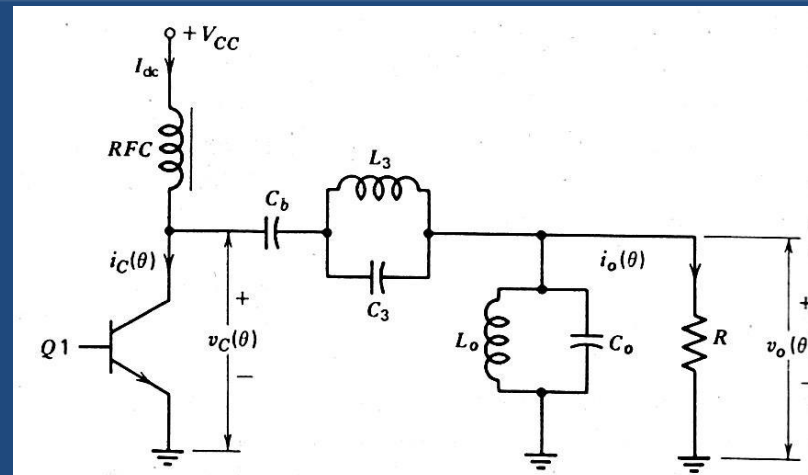
- Amplificador Clase F
  - Probablemente la Clase F es el método puesto en práctica más antiguo para mejorar la rendimiento de un AP
  - Se lo conoce también como biarmónico, poliarmónico, Clase CD, Clase D de terminación única, Clase C de alto rendimiento y multiresonador
  - Un amplificador Clase F 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 figura se muestra un amplificador con sintonía en la tercera armónica como ejemplo de funcionamiento Clase F



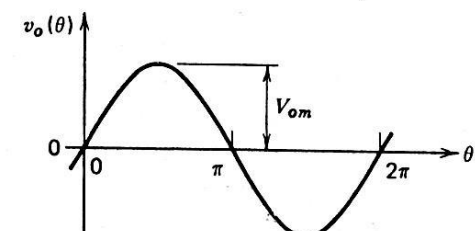
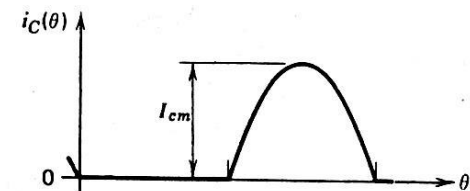
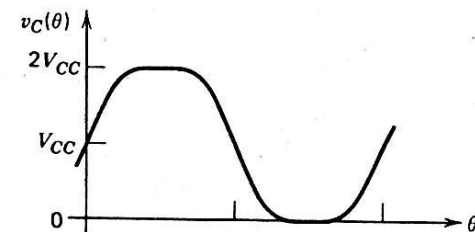
- Una componente de tercera armónica cosenoidal no es bienvenida ya que no aplanla la forma de onda de la tensión de colector
- Si se hace  $V_{om3} = V_{om}/9$  se produce el mejor aplanamiento en la forma de onda de tensión de colector
- La máxima salida ocurre cuando el punto mínimo de  $v_c(\theta)$  es cero. Entonces para transistores ideales
  - $V_{om} = \frac{9}{8} V_{CC}$
- Siguiendo métodos de análisis parecidos a los usados en los AP Clase B y D, se encuentra (se supone  $\Phi = \pi$ )
  - $\eta = \frac{\pi I_{cm} V_{om}}{4 I_{cm} V_{CC}} = \frac{9}{8} \cdot \frac{\pi}{4} \approx 88,4 \%$
- 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 saturación poco profunda del dispositivo

- 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 aplanar la tensión de colector, produciendo un rendimiento más elevado y una mayor potencia de salida
- Supóngase que la corriente semi sinusoidal de colector produce una tensión de salida  $V_{om}$ , como en un amplificador Clase B
- Y 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

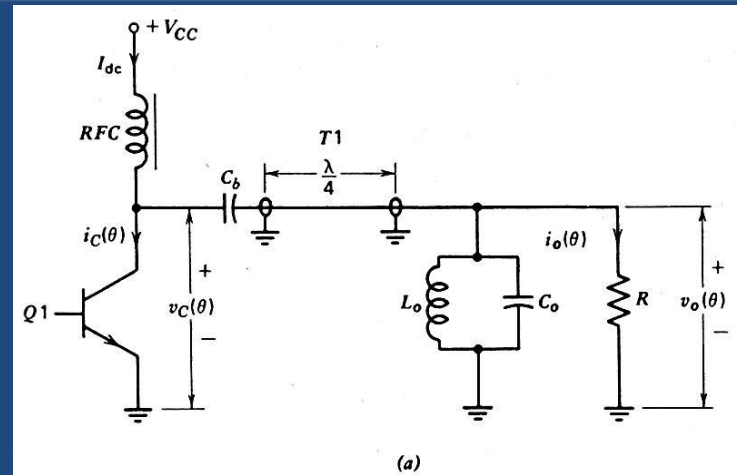
$$v_c(\theta) = V_{CC} + V_{om}\sin\theta + V_{om3}\sin3\theta$$



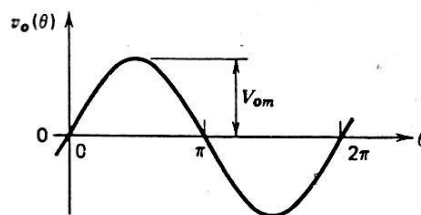
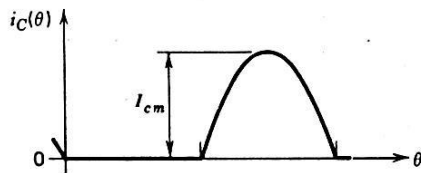
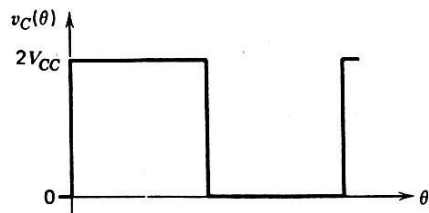
(a)



(b)



- Clase F con línea de transmisión
  - Se puede usar una línea de transmisión  $\lambda/4$  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 corto 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 funciona más como un conmutador que como una fuente de corriente



(b)

- Observe que el 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 un 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 los 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

- $$V_{eff} \approx \frac{R}{R+2R_{on}} V_{DD}$$

- Ejemplo

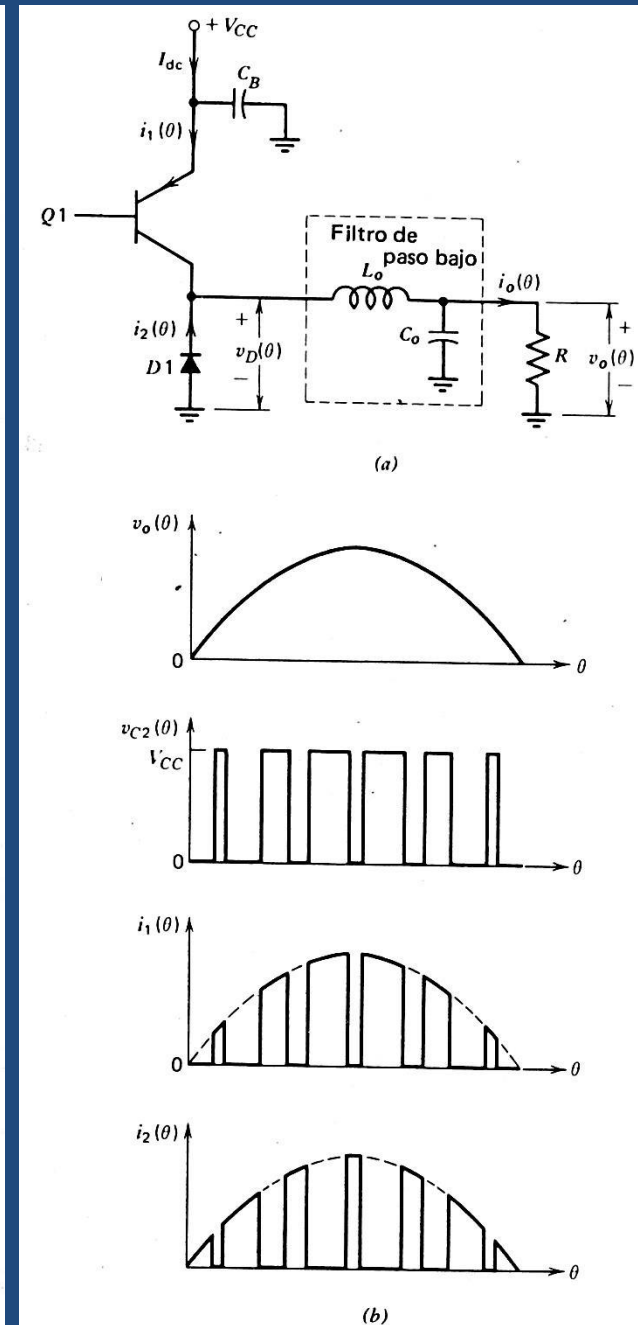
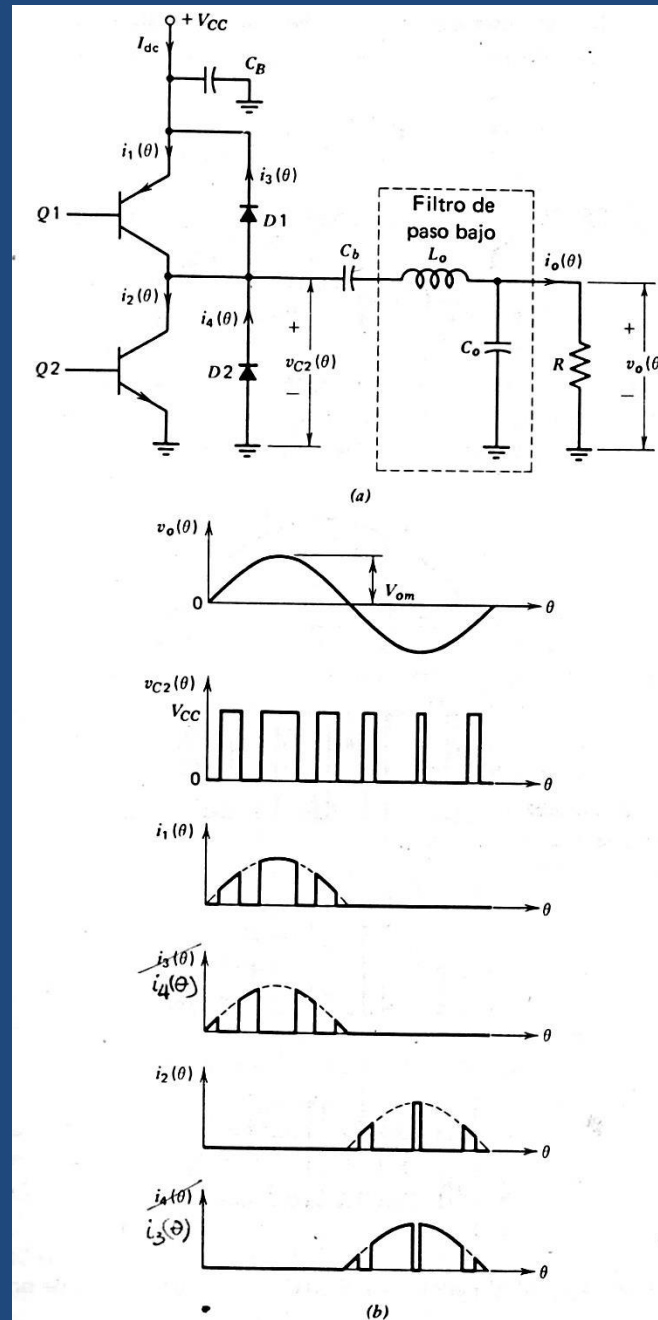
- Diseñar un amplificador Clase F empleando sintonía de tercer armónico para que entregue 25W a una carga de 25 ohm

- Solución

- $V_{om} = (25 \times 2 \times 25)^{1/2} = 35,4 \text{ V}$
    - De  $V_{om} = \frac{9}{8} V_{CC}$ ,  $V_{CC} = (8/9)(35,4) = 31,4 \text{ V}$
    - Por lo que  $V_{Cmax} = 62,8 \text{ V}$
    - La corriente de salida pico es  $35,4/25 = 1,41 \text{ A}$
    - Por serie de Fourier de una onda sinusoidal con rectificación de media onda, la corriente pico de colector vale  $2(1,41) = 2,82 \text{ A}$
    - $I_{dc} = 2,82/\pi = 0,90 \text{ A}$
    - Así que  $P_i = (0,9 \times 31,4) = 28,3 \text{ W}$  y  $\eta = 88,4 \%$

- Amplificador 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 como modulador de amplitud de un amplificador de RF
  - Ambas configuraciones usan transistores y diodos para formar un conmutador de dos posiciones, como en un AP Clase D
  - Sin embargo, la forma de onda de tensión rectangular tiene un  $f$  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 (PWM) hace 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.

- A la izquierda el amplificador Clase S, no circula CC en la carga
- A la derecha el modulador Clase S
- En ambos, 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  $L_o$ - $C_o$
- El inductor  $L_o$  del filtro impide la circulación de corrientes de alta  $f$  hacia la carga
- Si algo pasare  $C_o$  las deriva a tierra



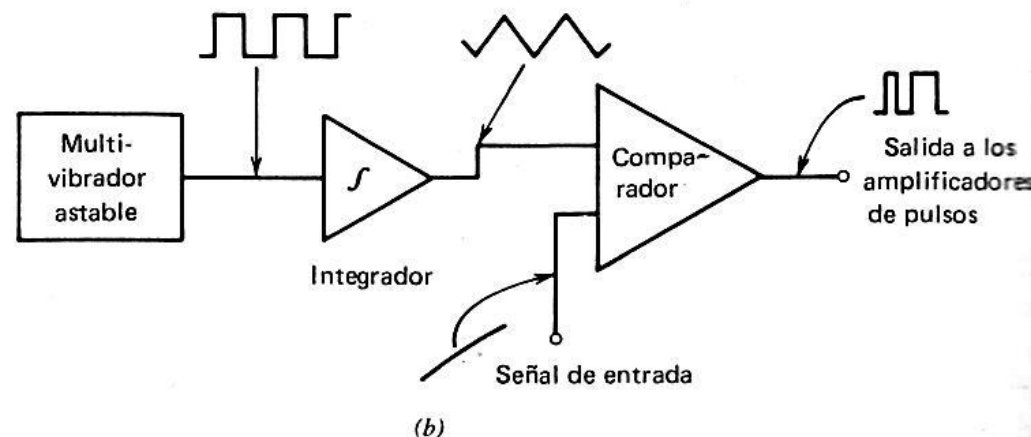
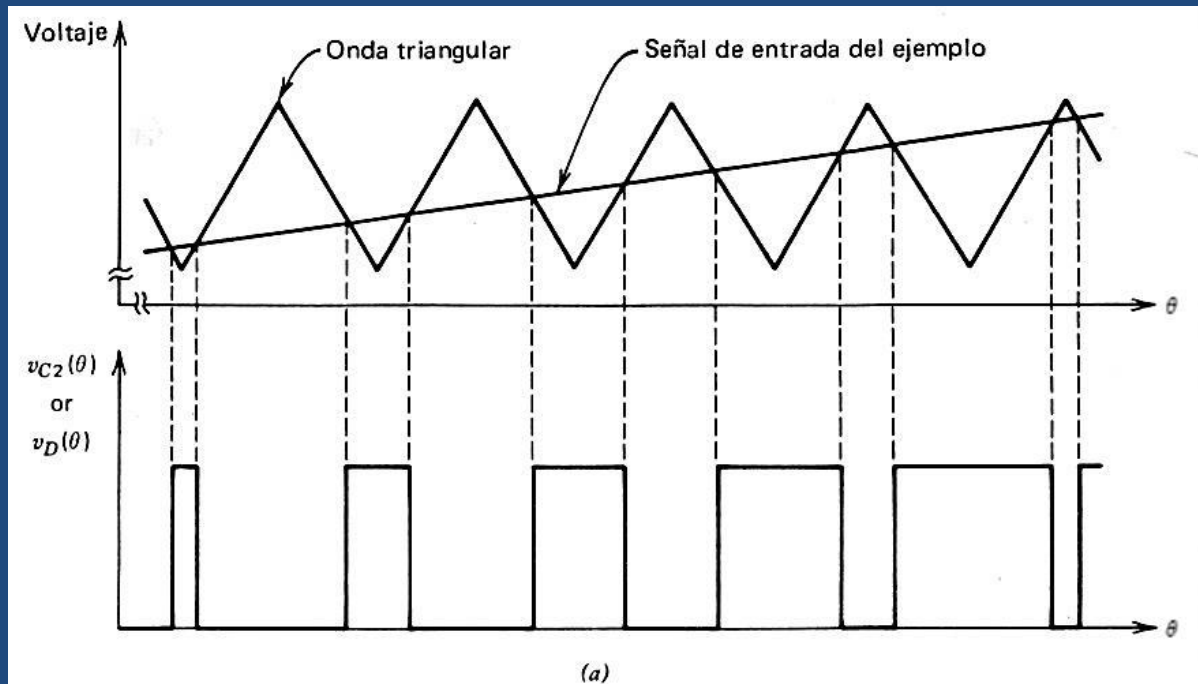
- El amplificador produce una corriente de salida que puede ser positiva o negativa, lo que hace necesario que el circuito tenga dos transistores y dos diodos
  - El capacitor  $C_b$  de bloqueo de CC se puede eliminar si se dispone de una fuente partida
  - En el amplificador mostrado,  $V_{om} \leq \frac{1}{2} V_{CC}$  para señales sinusoidales
    - $P_{o(mod)} = \frac{V_{om}^2}{2R} \leq \frac{V_{CC}^2}{8R}$
- El modulador 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
  - La tensión de salida del modulador puede tener cualquier valor entre 0 y  $V_{CC}$
  - La potencia de salida máxima de un modulador Clase S es
    - $P_{o(mod)} \leq \frac{V_{CC}^2}{R}$
- En cualquier caso, los dispositivos activos no experimentan nunca tensión y corriente nulas simultáneamente por lo que tienen un  $\eta$  teórico del 100%



- Rendimiento
  - El amplificador Clase S como otros AP de conmutación, tiene un  $\eta$  menor que el 100%
    - Tensión y la resistencia de saturación
    - Capacidad en derivación
    - Tiempo no nulo de transición
  - La tensión de saturación se tiene en cuenta con
    - $V_{eff} = V_{CC} - V_{sat}$
  - En el caso de FETs se considera la resistencia de saturación
    - $V_{eff} = V_{DD}R/(R + R_{on})$
  - Cada transición del conmutador carga la capacidad en derivación (acá la  $f$  es la de conmutación no la  $f$  de la señal)
    - En amplificadores o moduladores con fuente única de  $+V_{CC}$ 
$$P_s = C_s V_{eff}^2 f = \frac{1}{2\pi} B_s V_{eff}^2$$
    - Para 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
$$P_s = C_s (2V_{ff})^2 (2f) = 8C_s V_{eff}^2 f = \frac{4}{\pi} B_s V_{eff}^2$$

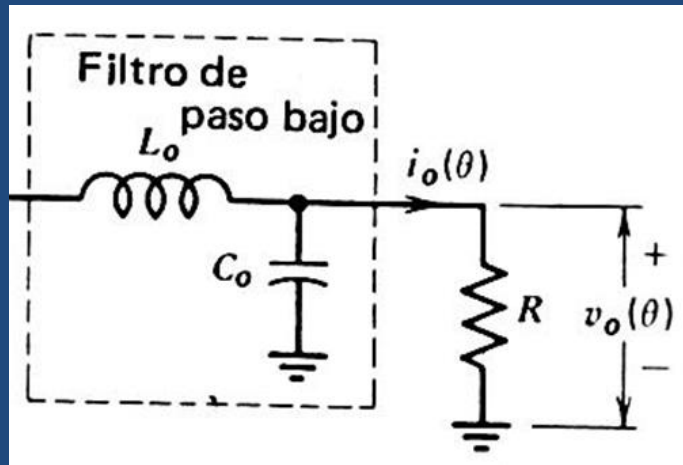
- Durante la transición la corriente en el inductor, que es la misma que la de carga es esencialmente constante
  - Se suponen tensiones y corrientes de transición lineal
  - $\theta_s$  es el tiempo de transición convertido a radianes (a la frecuencia de conmutación) e  $i_o$  es el valor de la corriente de salida durante la transición
  - Hay dos transiciones en cada ciclo de la frecuencia de conmutación (una por transistor)
  - Basado en lo anterior, la potencia promedio disipada, sobre un ciclo de la señal que esta siendo amplificada, es
    - $P_d = \frac{\theta_s^2}{4\pi} V_{CC} A$
  - 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 rectificada 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  $P_d$

- Modulación de ancho de pulso (PWM)



- La modulación PWM es necesaria para los AP Clase S
- Una técnica usa generador de onda triangular y un comparador de tensión
  - El ancho de pulso depende de la amplitud de la señal de entrada
  - La linealidad del PWM depende de la linealidad de la onda triangular

- Filtro de salida

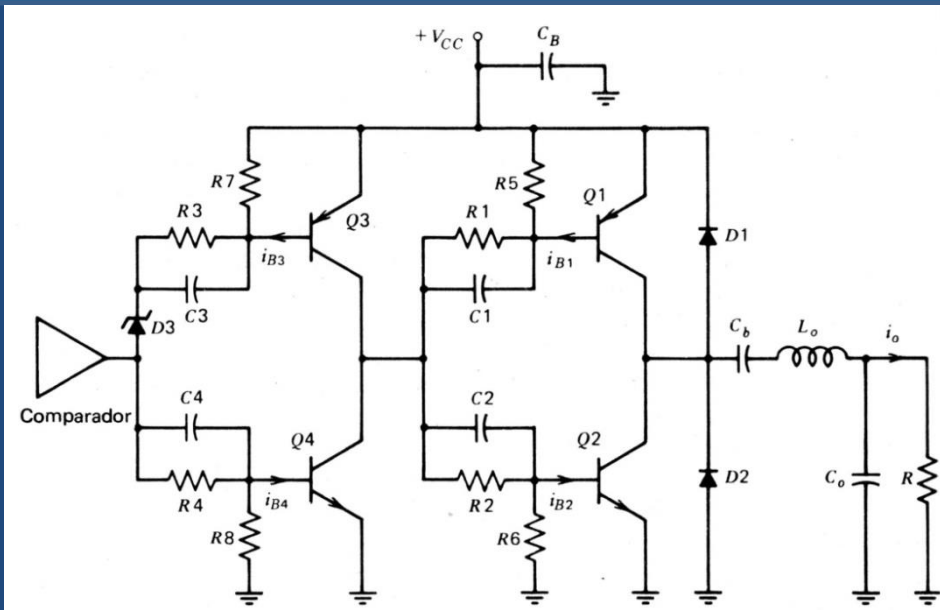


- Atenúa la  $f$  de conmutación y sus armónicos sin afectar significativamente la señal de salida, es decir no exceder niveles de distorsión de amplitud y fase especificados
- Debe presentar una  $Z$  de entrada a la  $f$  de conmutación de 5 a 10 veces  $R$  por lo que debe tener un  $L$  en serie en su entrada

– El filtro  $L_o$ - $C_o$  de 2 polos como el de la figura se puede diseñar teniendo en cuenta lo siguiente

- 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
- 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  $90^\circ$  en  $f_o$
- la atenuación de este filtro de dos polos es 40dB por década para frecuencias arriba de  $f_o$

- Frecuencia de conmutación
  - Un primer mínimo de la  $f$  de conmutación queda definido por
    - Máxima distorsión permisible (modulador)
    - Máximo índice de modulación (modulador)
    - Componente de  $f$  máxima de la señal a amplificar
  - Un segundo mínimo de la  $f$  de conmutación depende de
    - Atenuación requerida de la  $f$  de conmutación
    - Número de polos del filtro de salida y su  $f$  de corte
  - Los límites superiores están vinculados
    - Pérdidas en los transistores y diodos
    - Pérdidas en el inductor del filtro
    - Radiación y pérdidas en los blindajes



- Amplificadores de pulso

- Amplifican la salida del modulador para controlar los transistores de conmutación de salida
- Deben garantizar la saturación y corte de los dispositivos de salida aún en las peores condiciones

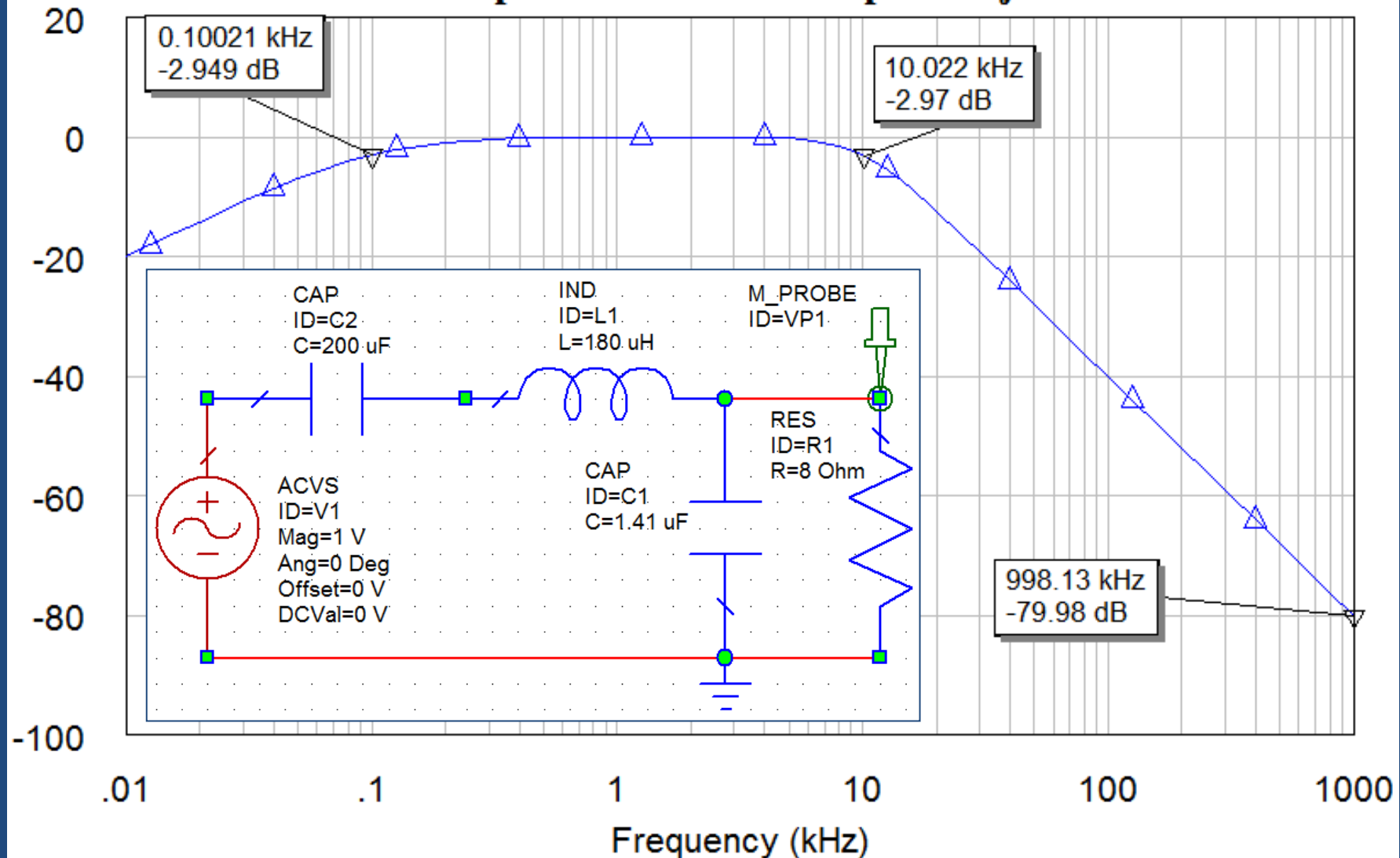
- El zener  $D_3$  acomoda la diferencia entre la tensión de salida alta del comparador y  $V_{CC}$
- El par complementario  $Q_3$ - $Q_4$  aseguran una conmutación rápida y los niveles de tensión adecuados para mantener el corte a  $Q_1$  y  $Q_2$
- Las corrientes de base están limitadas por resistores en serie
- Estos resistores y las capacidades de base producen un efecto de filtro de pasa bajos
- Este efecto puede ser revertido poniendo capacitores seleccionados empíricamente en paralelo con las resistencias en serie con las bases (este efecto es análogo al de los capacitores ajustables en las puntas de prueba atenuadoras para osciloscopios)

# • Ejemplo

- Determine  $f_s$  y los valores o especificaciones de los componentes para el circuito de la figura anterior
- $V_{CC} = 12 \text{ V}$ ,  $R = 8 \text{ ohm}$ , y  $V_{om} < 5 \text{ V}$
- Los transistores tienen  $V_y = 0,7$ ,  $V_{sat} = 0,3 \text{ V}$ , y  $\beta > 20$
- La tensión de salida del comparador de tensión es  $0 \text{ V}$  y  $+3 \text{ V}$
- 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
- Solución
  - 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
  - $C_b > 1/(2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot 8) \approx 200 \text{ } \mu\text{F}$
  - Si  $\zeta = 0.707$  y  $L_o$ - $C_o$  resuenan a 10 kHz, a esta frecuencia atenuará en 3 dB
  - Como  $\sqrt{L_o C_o} = 1/(2\pi \cdot 10^4)$  y  $0,707 = \frac{1}{2 \cdot 8} \sqrt{L_o / C_o}$ , esto es  $\sqrt{L_o / C_o} = 11,3$ , despejando  $L_o = 180 \text{ } \mu\text{H}$  y  $C_o = 1,41 \text{ } \mu\text{F}$

- 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  $f_s/f_m = 100$ , la  $f_s$  quedará bien por debajo de los 40 dB especificados

### Respuesta en f del filtro pasa bajos





- 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  $Q_2$ , valen 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 $\Omega$ , por lo tanto se elige  $R_4 = 1,2$  k $\Omega$  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 $\Omega$  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