

AMPLIFICADORES LINEALES DE POTENCIA

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

Los amplificadores de potencia de RF lineales, es decir fundamentalmente aquellos denominados clase A y B, tienen una ganancia de potencia apreciable, producen una réplica amplificada de la tensión de entrada y se usan comúnmente en transmisores BLU y multimodo, donde se requiere la reproducción exacta de la envolvente y de la fase de la señal. Los circuitos sintonizados o los filtros pasa bajo no son componentes integrales de los amplificadores clase A o B, no obstante, se incluyen a menudo para asegurar la supresión adecuada de armónicos.

Como el ancho de banda de una señal de RF suele ser una fracción pequeña de la frecuencia de portadora y del ancho de banda del AP, las señales no deseadas a la salida del amplificador de potencia se pueden dividir en tres categorías. La figura 8-1 describe las relaciones de estas señales con la señal deseada que en este caso consiste de dos tonos de amplitudes iguales de frecuencias $f_c \pm f_m$.

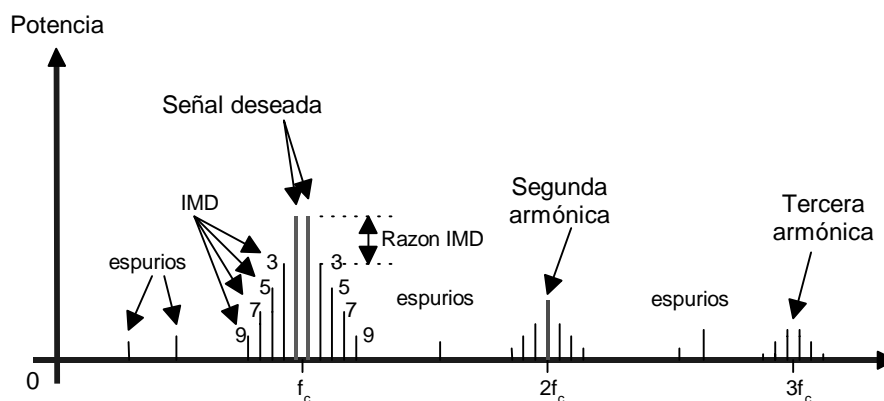


Fig. N° 8-1 Productos de distorsión de un amplificador de potencia en RF

La falta de linealidad del amplificador produce dos tipos de señales no deseadas:

- 1 – Productos Armónicos.**
- 2 - Productos de distorsión por intermodulación (IMD).**

Los productos IMD (identificados como ordenes tercero, quinto, séptimo y noveno en la figura 8.1) son prominentes cerca de la frecuencia de portadora, causando distorsión en la señal recibida e interferencias de canal adyacente o ambas. A otras señales no deseadas tales como oscilaciones sub-armónicas, señales parásitas o productos indeseados de mezcladores, se los llama productos espurios. En un amplificador de potencia de RF, las armónicas y alguno de los productos espurios se pueden eliminar con filtros; sin embargo los IMD generados deben ser de un nivel aceptablemente bajo debido a que se encuentran muy próximos a la señal deseada.

MOSFETs de potencia versus Transistores Bipolares

Los transistores de unión bipolares (BJT) se usaron en la mayoría de las aplicaciones de potencia de RF hace algunos años atrás. Los dispositivos MOSFET de potencia verticales (VMOS) y especialmente los TMOS, se fueron incorporando en muchos nuevos diseños, en virtud de su facilidad de polarización y robustez.

Ambos tipos de MOSFET son de modo enriquecido con canal N, lo que implica que deben ser polarizados con tensión positiva en la compuerta. Los diseños mas antiguos se denominaron VMOS, dado que el canal era integrado en una estructura semejante a una zanja con forma transversal de “V”. Esta forma debía ser modelada mediante un proceso complejo y la estructura cristalina exigía una orientación distinta a la del material utilizado en los transistores bipolares. Estas dificultades en el proceso de producción hicieron que se buscaran otras estructuras de canal, surgiendo la llamada TMOS, que utiliza un canal en forma de “T” por lo que la compuerta tiene superficie plana y no requiere procesos de químicos tan complejos.

En el siguiente cuadro se puede observar una comparación entre las características de estos transistores cuando se los utiliza para aplicaciones de potencia en RF:

	Bipolar	TMOS FET
$Z_{in} r_s/x_s$ (30 Mhz)	0.65 – j 0.35 Ohms	2.20 - j 2.80 Ohms
$Z_{in} r_s/x_s$ (150 MHz)	0.40 + j 1.50 Ohms	0.65 - j 0.35 Ohms
Z_{OL} (Impedancia de carga)	Aproximadamente igual en ambos casos, dependiendo de la potencia y tensión de alimentación	
Polarización	No se necesita, salvo para operación lineal.	Se necesita una pequeña polarización de compuerta
Robustez	Falla generalmente por excesos de corriente.	Perforación de compuerta, excesos de tensión.
Linealidad	Productos de intermodulación dependen del tamaño y geometría.	Para geometría y tamaño comparable los IMD de orden bajo son mayores.
Ventajas	Mayores facilidades en la fabricación. Tensión de saturación baja, lo que los hace útiles en aplicaciones de baja tensión.	Impedancia de entrada mas constante frente a niveles de excitación variables. Menores IMD de orden alto. Los dispositivos pueden montarse en paralelo.
Desventajas	Impedancia de entrada baja, con elevada componente reactiva. Se requieren adaptaciones de impedancia internas para disminuir el Q. La impedancia de entrada varía con la excitación. Muchas dificultades para montaje en paralelo.	Tamaño mayor para iguales niveles de potencia. Compuerta muy sensible a averías. Alta tensión de saturación, lo que hace difícil su operación con bajas tensiones.

Dado que la compuerta de un MOSFET es esencialmente capacitiva generalmente con elevado Q, se deberá conectar en paralelo con la misma una resistencia a fin de disminuir el Q, o en su defecto introducir realimentación negativa o ambas soluciones combinadas. En caso de no lograr esto en forma correcta es prácticamente imposible lograr un funcionamiento estable, lo que lleva con mucha frecuencia a la destrucción del transistor. Por lo general la compuerta del

MOSFET se encuentra internamente conectada en paralelo con una resistencia de 20 ohms. Sin la presencia de esta última la reactancia sería capacitiva pura.

El Q del circuito de entrada es inversamente proporcional al ancho de banda del dispositivo. Con las técnicas mencionadas en el párrafo anterior, el Q puede ser controlado en gran medida pero se tendrá una disminución de la ganancia a menos que se use un tipo de realimentación selectiva. De esta manera pueden lograrse amplificadores en el rango de potencias de los 100 W que cubran un ancho de banda de cinco octavas, en los cuales el factor limitante del mismo resulta ser prácticamente el ancho de banda de las redes de acoplamiento.

Al contrario que en transistores bipolares, en los cuales la conductancia directa depende del nivel de excitación, la impedancia de entrada del MOSFET varía solo levemente con la amplitud de la señal de entrada. La capacidad de compuerta debería ser mas o menos independiente de la tensión. Esto se considera como una de las ventajas de los FETs en especial cuando se considera su utilización con señales moduladas en amplitud donde es importante presentar una carga constante a la etapa excitadora. La realimentación negativa debería mantenerse acotada debido a que deteriora esta característica. Otra ventaja es la posibilidad de implementar AGC (Control Automático de Ganancia) variando la tensión de compuerta. En configuración de fuente común, dependiendo de la ganancia inicial, se podrán lograr rangos de AGC de hasta 20 dB.

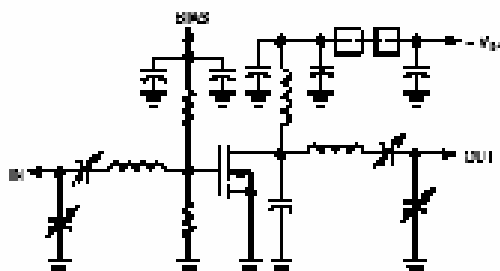


Fig. N° 8 – 2 (Amplificador de potencia típico en fuente común)

Configuración Compuerta Común: La configuración de compuerta común presenta varias ventajas, pero no es útil cuando se requiere alta linealidad. La impedancia de carga se refleja en la entrada y se observa en paralelo con la impedancia fuente – masa. La impedancia total de entrada es mas estable con la frecuencia que en fuente común, aunque varía mucho con los niveles de potencia de salida y tensión de alimentación.

En una configuración comparable con un transistor bipolar la ganancia total de potencia es baja, aunque la frecuencia de ganancia unitaria (f_{α}) es mas alta, lo que hace interesante al circuito de compuerta común para aplicaciones de alta frecuencia (UHF). Aunque tiene mayor tendencia a la oscilación debido a que las señales de entrada y salida se encuentran en fase, la disminución del Q de entrada se puede realizar de la misma manera que en fuente común, pero la realimentación negativa es muy difícil de implementar.

Este circuito también tiene mejores características de potencia versus variación de la tensión de polarización. Esta configuración se deberá tener en cuenta en aplicaciones donde se requieren rangos de AGC de 40 dB a 50 dB.

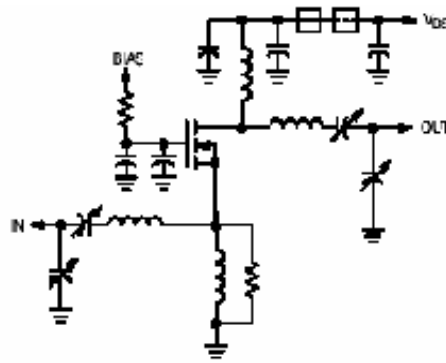


Fig. N° 8 – 3 (Amplificador de potencia típico en compuerta común)

Configuración Drenaje Común: La configuración de drenaje común, es equivalente a la de colector común para transistores bipolares. En ambos casos la impedancia de entrada es alta y la impedancia de carga está efectivamente en serie con la de entrada. La capacidad de entrada (drenaje a compuerta, o colector a base) es menor que en fuente común o compuerta común y varias veces menor que en un transistor bipolar de características similares. Teniendo una ganancia de tensión menor a la unidad este circuito tiene una elevada estabilidad y no requiere realimentación negativa. Se han diseñado circuitos de banda ancha con un rango de 2 a 50 MHz para niveles de potencia de 200 a 300 W. Sus características son una buena linealidad y ganancia plana sin necesidad de redes compensadoras. El rango de AGC es comparable con el de fuente común pero se requiere un rango mayor de tensión. Debe hacerse notar que los MOSFET usados deberán tener una tensión de ruptura de compuerta muy elevada debido a que durante el semiciclo negativo deberá soportar V_{DS} .

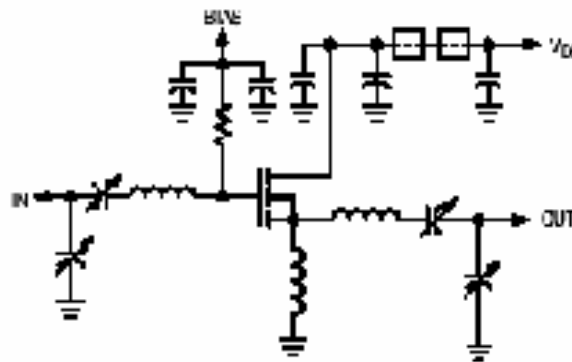


Fig. N° 8 – 4 (Amplificador de potencia de banda angosta típico en drenaje común)

Respecto al comportamiento con las variaciones de temperatura, los MOSFET's tienen un coeficiente positivo de la tensión de compuerta, lo que significa que la tensión de compuerta aumenta con la temperatura, tendiéndose a "desactivar" el dispositivo. Además g_m disminuye lo cual permite prevenir un aumento excesivo de temperatura, teniendo estos dispositivos por tanto claras ventajas frente a los transistores bipolares.

Un importante campo de aplicación para los MOSFET's de potencia en RF es su utilización en modo de conmutación (Clases D y E). La operación en estas clases en RF solamente ha sido posible desde la aparición de los MOSFET's. Esto se debe a que en estos dispositivos no existe el fenómeno de almacenamiento de portadores que limita la velocidad de conmutación de los transistores bipolares.

Para un dispositivo dado, esta velocidad queda determinada por la rapidez con la que puede cargarse y descargarse la capacidad de la compuerta. Si esta capacidad se encuentra en el

orden de algunos cientos de pF se utiliza un FET de menor potencia para permitir acelerar la carga y descarga de la misma.

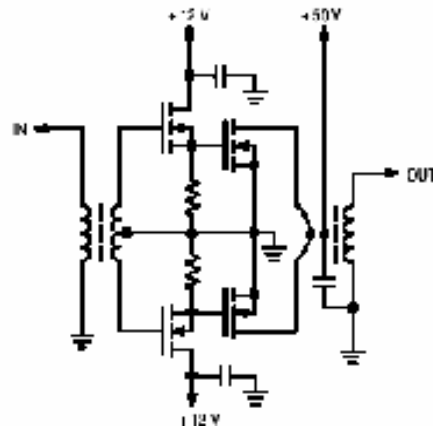


Fig. N° 8-5 (Amplificador de potencia de clase D push-pull típico)

Generalidades: Se deberá tener especialmente en cuenta los parámetros de los elementos activos utilizados, como por ejemplo tensiones y corrientes máximas de base (compuerta) y colector (drenaje), temperatura de unión máxima y condiciones de operación, a fin de poder garantizar la confiabilidad del amplificador diseñado. A pesar de que las especificaciones mencionadas son casi obvias, deberá observarse cuidadosamente sus definiciones y condiciones de entorno de las mismas, dado que pueden diferir entre fabricantes o autores, por lo que se deberá cuidar de interpretar correctamente las mismas. Así por ejemplo muchas veces no queda claro si la especificación se refiere a tensiones y corrientes máximas recomendadas de funcionamiento o como regímenes máximos absolutos.

Dos parámetros que son muy útiles para comparar diferentes configuraciones y clases de operación de los amplificadores de potencia son la eficiencia y la capacidad de salida de potencia. La eficiencia de potencia en el colector o simplemente eficiencia, se define como la relación entre la máxima potencia de salida de RF y la potencia de entrada de corriente continua del circuito de colector.

La capacidad de salida de potencia normalizada (P_{max}) se define como la máxima potencia de salida de RF que se puede obtener sin exceder la corriente y tensión de pico del colector de 1 A y 1 V respectivamente. La capacidad de potencia de salida real se obtiene de P_{max} , al multiplicarla por las especificaciones de tensión y corriente de colector.

Será conveniente para esta unidad expresar las tensiones y corrientes instantáneas en términos de tiempo angular:

$$\theta = \omega t = 2\pi f t$$

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

Amplificación Clase A

El circuito de un amplificador de potencia en clase A con emisor común es semejante al del amplificador analógico en señal débil. En una aplicación de potencia la resistencia de la carga es por lo general lo suficientemente pequeña para que los efectos de la resistencia y reactancia de salida del dispositivo sean insignificantes. Como el punto Q, es decir, I_{CQ} , se

selecciona para conservar siempre al transistor en su región activa, el dispositivo equivale a una fuente de corriente. El circuito sintonizado paralelo o el filtro equivalente no es una parte necesaria de un amplificador en clase A. Sin embargo, como ningún dispositivo es perfectamente lineal, se incluye a menudo un circuito sintonizado o un filtro para evitar que las corrientes armónicas alcancen la carga.

En el amplificador de la figura 8-6, la señal de excitación y la polarización aplicadas se supone que producen la corriente de colector $i_c(\theta)$ mostrada en la figura 8-7:

$$i_c(\theta) = I_{CQ} - I_{cm} \sin \theta$$

Las componentes armónicas de $i_c(\theta)$ se omiten en la ecuación anterior porque generalmente tienen poco efecto sobre la potencia o eficiencia de un amplificador clase A. Las componentes de corriente continua y corriente alterna de $i_c(\theta)$ deben fluir a través del choque de RF y por el capacitor de bloqueo C_b , respectivamente y por lo tanto, convertirse en la corriente de entrada $I_{dc}=I_{CQ}$ y en la de salida $i_o(\theta)=I_{cm}\sin\theta$, respectivamente. Las corrientes armónicas producidas por la no linealidad del dispositivo; se envían a tierra a través del circuito sintonizado paralelo. Cualquier componente de frecuencia de portadora de $i(\theta)$ fluye a través de la resistencia de carga R (suponiendo una sintonización adecuada del circuito paralelo sintonizado y efectos insignificantes provenientes del choque y del C_b) y produce una tensión de salida:

$$v_o(\theta) = I_{cm} R \sin \theta = V_{om} \sin \theta$$

La tensión de colector debe tener una componente de corriente continua igual a la tensión de alimentación y una de corriente alterna igual a la tensión de salida. De esta manera:

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

Como la operación en fuente de corriente del dispositivo puede mantenerse solo cuando $v_c(\theta)$ es positivo, es menester limitar el tensión de salida V_{om} a valores menores que V_{CC}^2 . (Realmente, el valor máximo V_{om} debe ser ligeramente menor que V_{CC} , debido a los efectos de saturación que se analizarán luego). Como la corriente de colector $i_c(\theta)$ debe ser similarmente positiva, $I_{dc} = I_{CQ}$ se hace por lo común igual o ligeramente mayor que la corriente de salida pico $I_{om}=V_{om}/R \leq V_{CC}/R$. Consecuentemente la potencia de entrada es:

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

la de salida

$$P_o = \frac{V_{om}^2}{2R} \leq \frac{V_{CC}^2}{2R}$$

y la eficiencia

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_{om}^2}{2V_{CC}^2} \leq \frac{1}{2}$$

La potencia P_d disipada en el transistor es la diferencia entre P_i y P_o . Las relaciones de potencia y eficiencia de tensión de salida se muestran en la figura 8-8. Un buen diseño supondrá el valor máximo de $P_d = P_i$ para permitir condiciones de no señal o señal reducida. La observación de las formas de onda de la figura 8-7 muestra que cuando el amplificador de potencia clase A esta entregando su salida máxima, la tensión y corriente de colector máximos son $v_{c,max} = 2V_{CC}$ e $i_{c,max} = 2I_{CQ} = 2V_{CC}/R$. La capacidad de salida de potencia normalizada es, por lo tanto:

$$P_{max} = \frac{P_{o,max}}{v_{C,max} i_{C,max}} = \frac{V_{CC}^2 / 2R}{(2V_{CC}) \left(2 \frac{V_{CC}}{R} \right)} = \frac{1}{8}$$

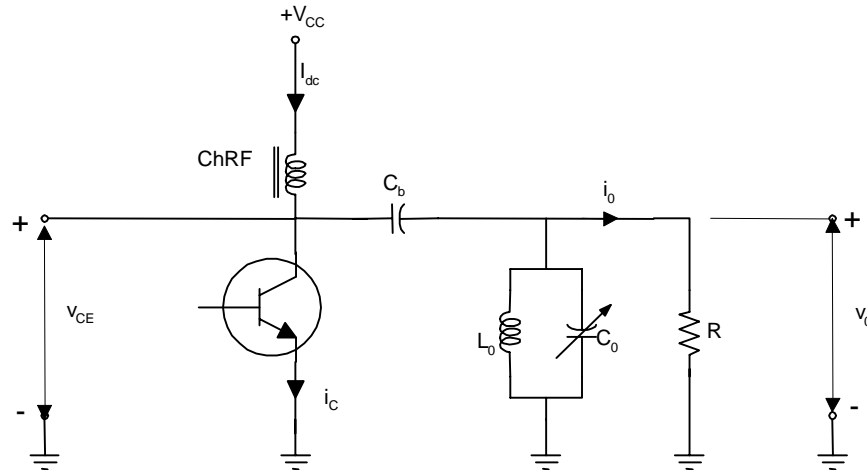


Fig. N° 8-6 Amplificador clase A - Circuito

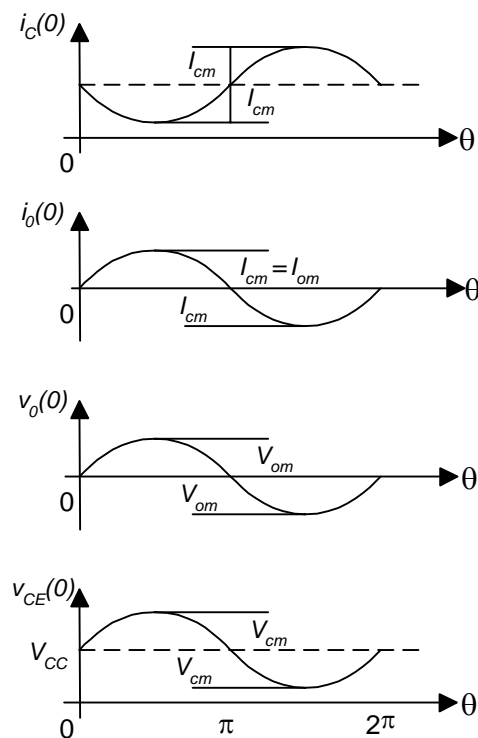


Fig. N° 8-7 Amp. clase A - formas de onda

Los amplificadores de potencia de RF en clase A se usan mas comúnmente como amplificadores de excitación en bajo nivel . En estas aplicaciones la potencia consumida por el amplificador clase A es una porción relativamente pequeña de la potencia total del transmisor.

Los amplificadores de potencia clase A se utilizan también en frecuencias de microondas, donde resulta difícil emplear otras clases de amplificación.

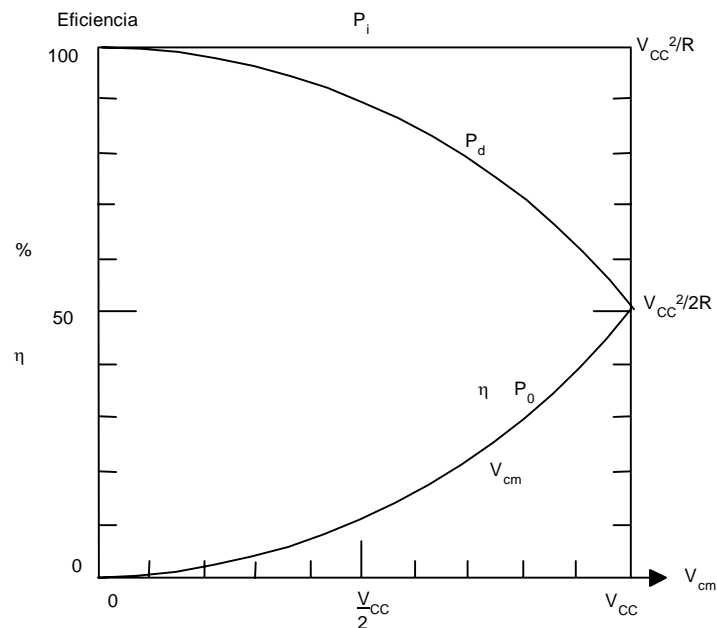


Fig. N° 8-8 Oscilación de voltaje V

Amplificación Clase B

La amplificación en clase B es mas eficiente que la A para amplificación de RF lineal, de ahí que se use la B con frecuencia en amplificadores de potencia lineales de mediana y alta potencia. La configuración mas común es el circuito acoplado a transformador en contrafase, aunque también se usan versiones complementarias similares a las usadas en amplificación en audio. También puede utilizarse una versión sintonizada de terminación única de banda estrecha, semejante a los amplificadores clase C.

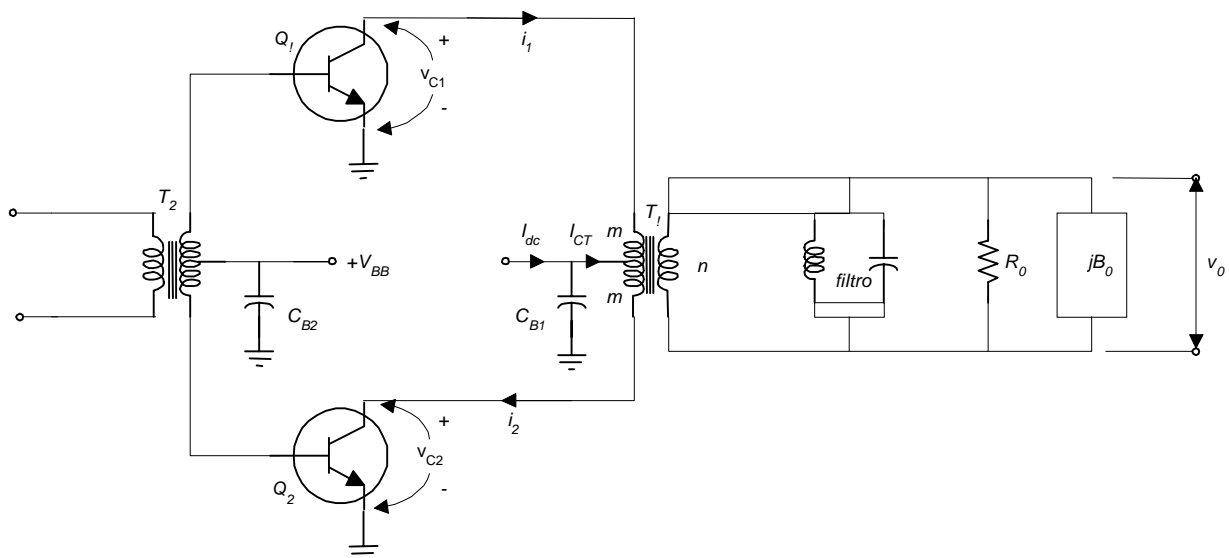


Fig. 8-9: Amplificador clase B

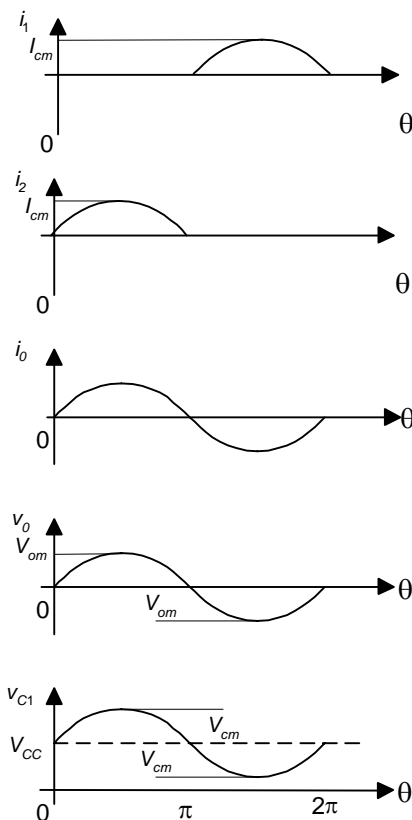


Fig. 8-10: Amplificador clase B - formas de onda

Los principios de operación de un amplificadores de potencia clase B en RF son semejantes a los amplificadores de potencia clase B de AF. Los dos transistores se excitan desfasados en 180° , para que cada uno esté activo durante medio ciclo y no opere el resto de éste. Cuando los transistores están en la región activa, son esencialmente fuentes de corriente. La alta eficiencia puede atribuirse a la corriente de colector nula en los transistores cuando sus tensiones de colector son los mas altos.

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

$$i_o(\theta) = \frac{m}{n} I_{cm} \sin \theta$$

que a su vez da lugar a una tensión de salida

$$v_o(\theta) = \frac{m}{n} I_{cm} R_o \sin \theta = V_{om} \sin \theta$$

La transformación de esta tensión al devanado primario da la forma de onda de la tensión de colector

$$v_{C1}(\theta) = V_{CC} + V_{cm} \sin \theta$$

donde la oscilación de la tensión de colector es

$$V_{cm} = \frac{m}{n} V_{om} = \frac{m^2}{n^2} I_{cm} R_o = I_{cm} R$$

En la expresión anterior, R es la resistencia vista a través de la mitad del devanado primario, con la otra mitad abierta. Mantener una tensión de colector positiva requiere que $V_{cm} \leq V_{CC}$, limitando así la potencia de salida a

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

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

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

La eficiencia en este caso es

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{\pi}{4} \frac{V_{cm}}{V_{CC}} \leq \frac{\pi}{4} \approx 0.785$$

Como el tensión pico de colector es $V_{CC} + V_{cm} \leq 2V_{CC}$ y la potencia pico de colector es

$$P_{p,max} = v_{c,max} i_{c,max} = 2V_{CC} \frac{V_{CC}}{R} = \frac{2V_{CC}^2}{R}$$

de donde la potencia pico máxima de colector es 4 veces la potencia de salida máxima, esto es:

$$\frac{P_{p,max}}{P_{o,max}} = \frac{2V_{CC}^2 / R}{V_{CC}^2 / 2R} = 4$$

La potencia (P_{d1}, P_{d2}) disipada en cada dispositivo es un medio de la diferencia entre P_i y P_o . La disipación máxima en cada transistor es

$$P_{d1,max} = P_{d2,max} = \frac{V_{CC}^2}{\pi^2 R}$$

y tiene lugar cuando $V_{cm} = 2V_{CC}/\pi$

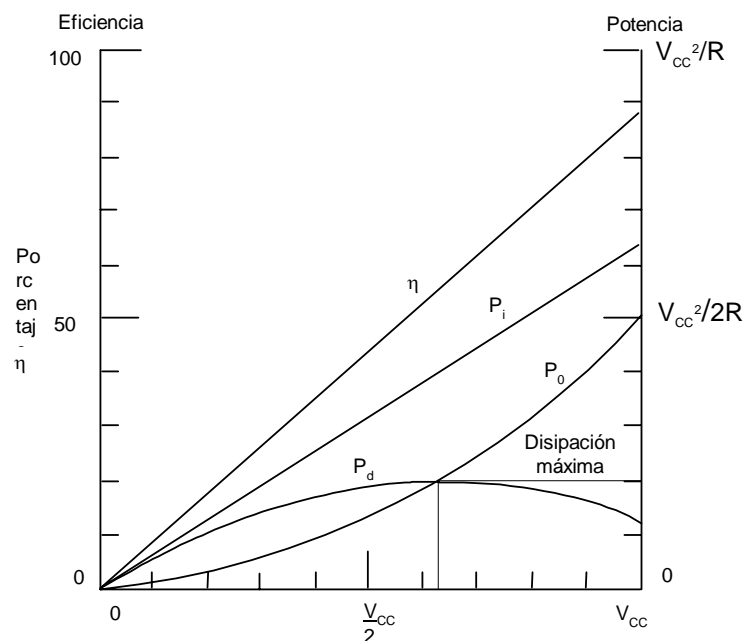


Fig. 8-11: Oscilación de voltaje de colector_{cm}

Consideraciones Practicas

En las dos secciones anteriores se discutieron los amplificadores de potencia en clase A y B. La operación de un amplificador real no es tan buena como la pronosticada para el modelo ideal, pues los dispositivos reales tienen tensiones o resistencias de saturación, y cargas reales que incluyen reactancia. En altas frecuencias, los efectos de almacenamiento de carga pueden causar distorsión, de la forma de onda de corriente de colector, reduciendo en mas la eficiencia. En general, estos efectos se pueden despreciar cuando $f < f_T/10$ aunque adquieren mucha importancia cuando $f > f_T/2$.

Tensión de Saturación

Los transistores de unión bipolar se caracterizan por una tensión colector-emisor bastante constante durante la saturación. Un BJT en lo circuitos amplificadores de potencia, entrará a la saturación siempre que el amplificador de potencia se excite lo suficiente, de tal suerte que el tensión de colector instantáneo mínimo sea igual al tensión V_{sat} de saturación. Para evitarla, la señal excitación se debe conservar lo suficientemente pequeña para mantener la oscilación de tensión de colector debajo de

$$V_{eff} = V_{CC} - V_{sat}$$

La tensión de salida máxima, la potencia de salida y las corrientes de salida y entrada se calculan usando el tensión de alimentación efectivo V_{eff} en lugar del V_{CC} . Sin embargo, la potencia de entrada se calcula usando la V_{CC} . Esto reduce la eficiencia máxima en un factor de V_{eff}/V_{CC} , por ejemplo, la eficiencia máxima de un amplificador de potencia en clase A y B se reduce a $\pi (V_{eff}/V_{CC})$ y $(\pi/4)(V_{eff}/V_{CC})$, respectivamente.

En bajas frecuencias, ($f \leq f_T/10$), V_{sat} es simplemente la $V_{CE(sat)}$ especificado para el dispositivo (por lo común 0.3 para transistores de silicio en corrientes débiles). Si se usa una configuración Darlington, $V_{sat} \approx V_{CE(sat)} + V_\gamma$ donde V_γ es la caída de tensión entre base y emisor con polarización directa (por lo común, 0.7V para transistores de silicio). En frecuencias mas elevadas ($f > f_T/10$), V_{sat} se hace mayor que $V_{CE(sat)}$ para operación en régimen permanente. El incremento en V_{sat} está relacionado con el tiempo que se requiere para que el transistor completo llegue a saturarse. Esta tensión de RF de saturación puede ser tan alta como 1V o 2V y algunas veces se especifica en los manuales de operación.

Resistencia de Saturación

La resistencia de saturación R_{on} (o resistencia de encendido) de los FET's, como las tensiones de saturación de los BJTs, limita la salida máxima pero no afecta la operación en la región activa. La saturación se presenta cuando la tensión de drenaje instantánea mínima es igual al producto de la corriente de drenaje por la resistencia de saturación; es decir, para la clase B, $V_{DD} - I_{dm}R = I_{dm}R_{on}$. Consecuentemente, para evitar saturación, V_{dm} debe ser menor que la tensión de alimentación efectiva:

$$V_{eff} = \frac{R}{R + R_{on}} V_{DD}$$

Para operación en clase A o para un amplificador de potencia clase B sintonizado con terminación única, se duplican los efectos de R_{on} ; es decir, $V_{eff} = V_{DD}R/(R+2R_{on})$. En cualquier caso, la tensión, la potencia de salida máximos y la corriente de entrada se calculan usando el V_{eff} y la potencia de entrada se calcula entonces usando V_{DD} , como para los efectos de tensión de saturación.

Cargas Reactivas

Aunque la mayoría de las cargas reales incluyen cuando menos cierta reactancia, la mayor parte de las discusiones sobre técnicas de diseño de amplificadores de potencia ignoran la reactancia de carga. Las causas de la reactancia de carga incluyen la de-sintonía, la variación de las impedancias de filtro con la frecuencia, la inductancia del transformador y las variaciones de la impedancia de antena. Los efectos de reactancia de carga, incluyen una eficiencia reducida y aumento en la disipación.

Las técnicas comunes de análisis de circuitos se pueden usar para sustituir cualquier circuito pasivo lineal (en una sola frecuencia) por una conductancia única, en paralelo con una sola susceptancia. Estos elementos aparecen como $1/R_o$ y B_o en la figura 8.9 y se transforman en admitancias $Y = 1/R + jB$ a través de un devanado del primario T1. Como los transistores operan como fuentes de corriente, la corriente de salida $i_o(\theta)$ se calcula como se mencionó anteriormente en esta unidad. Sin embargo, la tensión de salida $v_o(\theta)$ tiene ahora la magnitud

$$V_{om} = \rho \left(\frac{m}{n} \right) I_{cm} R_o$$

donde

$$\rho = \frac{1/R}{|Y|} = \frac{1}{\sqrt{1 + (BR)^2}}$$

y se halla corrida en fase respecto a las corrientes de salida y de colector. La potencia de salida y entrada se calculan todavía de $V_{om}^2/2R$ y $V_{cc}I_{dc}$, respectivamente. No obstante, para lograr la misma potencia de salida, la corriente continua de alimentación y la potencia de entrada deben incrementarse por un factor $1/\rho$ con relación a los requeridos si las reactancias no estuvieron presentes. En consecuencia la eficiencia decrece por el factor ρ . Por ejemplo un amplificador de potencia en clase B con una carga reactiva tiene una eficiencia máxima de $(\pi/4)\rho$. Una disipación máxima de potencia por dispositivo de

$$P_{d1,max} = \frac{V_{cc}^2}{\pi^2 \rho^2 R}$$

es posible y aparece con una tensión de colector de

$$V_{cm} = \frac{V_{cc}}{\pi \rho}$$

siempre que este valor sea menor que V_{cc} . Además de que se requieren disipadores de calor mas grandes, el diseñador debe considerar también el producto instantáneo de tensión-corriente de colector, pues puede provocar la ruptura del dispositivo. El área de operación segura se especifica comúnmente en los catálogos para transistores de potencia en baja frecuencia. Sin embargo, los manuales para transistores de potencia en RF dan, por lo general, la relación de onda estacionaria de tensión (VSWR) que puede soportar el transistor.

Distorsión de Intermodulación y Polarización

La distorsión de intermodulación (IMD) consiste en aquellos productos de distorsión que ocurren cerca de la frecuencia portadora y proviene de la incapacidad de un amplificadores de potencia en RF para reproducir exactamente la envolvente y la fase de la señal de entrada. La reproducción exacta de la portadora sinusoidal es innecesaria, pues las armónicas se remueven por el circuito de salida sintonizada o por el filtro. Dos causas importantes de IMD son los efectos de cruce por cero y la reducción de ganancia con corriente elevada. Otras dos de son la saturación del dispositivo y la variación de la capacitancia del colector con el tensión de colector.

La saturación origina tanto un "aplanamiento de cima" como modulación de fase indeseada (debida a efectos de tiempo de almacenamiento) y se evita no sobreexcitando al amplificador (es decir, no excediendo la salida máxima para la clase de operación que se pretende). La capacidad variable con la tensión es inherente a las uniones de semiconductores, aunque su efecto es por lo común pequeño en la mayoría de las aplicaciones de amplificadores de potencia.

La distorsión de intermodulación se mide generalmente con una señal de prueba compuesta de dos sinusoides de amplitudes iguales pero separadas en frecuencia por una frecuencia de 1 a 2 KHz. Los productos resultantes se denominan de tercer orden, de quinto orden, y así sucesivamente, de la misma manera que los productos de mezcladores. La medida que mas comúnmente se emplea para la IMD representa la razón que existe entre el producto mas grande de intermodulación con la amplitud de uno de los dos tonos; -30 dB es usualmente la razón IMD menos aceptable, pero aun tolerable, en un transmisor. Esta razón se mide fácilmente con un analizador de espectro, pero es demasiado pequeña para medirse con exactitud en un osciloscopio (o aun detectarse). Es interesante observar que si los productos de intermodulación en las bandas laterales superior e inferior son idénticas, son el resultado de una distorsión ya sea de la envolvente pura o de la fase pura; en cambio los productos de intermodulación desiguales del mismo orden indican distorsión simultánea de fase y envolvente.

Distorsión cruzada y polarización

Los dispositivos reales (BJTs, FETs o tubos de vacío) operados en clase B, no cambian bruscamente de un modo de corte a uno activo (fuente de corriente lineal). El cambio real es gradual y no lineal. En consecuencia, el efecto denominado "distorsión cruzada", altera la forma de onda cuando un dispositivo entra en corte y el otro se torna activo. Estos efectos son más pronunciados con señales de amplitud relativamente pequeñas (respecto a la salida máxima del amplificador de potencia).

La distorsión cruzada se reduce al mínimo polarizando las bases o compuertas del dispositivo para producir una pequeña corriente estable en el colector o drenaje. Una corriente estable demasiado pequeña, no da lugar a salida cuando la entrada no alcanza la amplitud mínima requerida. Demasiada polarización se traduce en ganancia excesiva para señales de pequeña amplitud. La cantidad de corriente estable para tener distorsión mínima se determina experimentalmente en forma más directa, pues la predicción teórica es sumamente complicada. Por lo común, la razón IMD mínima ocurre con una corriente estable que tiene entre 1 y 10 % de la corriente pico del colector o de drenaje; el valor exacto rara vez es crítico. En virtud de esta corriente estable, cada dispositivo lleva corriente durante un poco más de un medio ciclo de radio frecuencia. Esto explica el uso del término clase AB para los amplificadores de potencia con tubos de vacío y para algunos de los primeros amplificadores de potencia de estado sólido; sin embargo, muchos autores usan simplemente clase B, sobreentendiéndose que se usará una corriente estable.

Fuente de Polarización

La polarización adecuada en los amplificadores de potencia con FET, se obtiene fácilmente de una tensión de alimentación regulada, mediante un divisor de tensión resistivo ajustable y una red de acoplamiento adecuada. Sin embargo, la polarización de tensión simple no se puede usar con los amplificadores de potencia con BJT. El efecto de incrementar la temperatura de una unión PN equivale más o menos en desplazar las características del dispositivo en aproximadamente 2 mV/°C; es decir, un aumento de 1° C en la temperatura produce aproximadamente el mismo incremento en la corriente que produciría un incremento de

2 mV en el tensión de juntura. Supóngase que se aplica una tensión de polarización V_{BE} a la base de un BJT y que se ajusta la tensión rápidamente para producir la corriente de colector estable deseada. Esta corriente hace que se disipe potencia en el transistor, elevando la temperatura de la unión. Esto a su vez incrementa la corriente de colector, lo cual da lugar a un aumento en la disipación. Como hay poca resistencia de corriente continua en el circuito de colector; casi no hay límite para la corriente de colector que se puede obtener. Este proceso se denomina desbordamiento térmico y conduce a la destrucción del dispositivo.

Es obvio que para mantener una corriente estable de colector esencialmente constante se requiere una fuente de tensión de polarización que decrezca al producirse una temperatura de unión de aproximadamente $2\text{mV}/^{\circ}\text{C}$. Una fuente así se puede obtener montando un diodo de construcción similar a la del transistor de potencia de RF sobre el dissipador de calor y polarizando con una corriente constante.

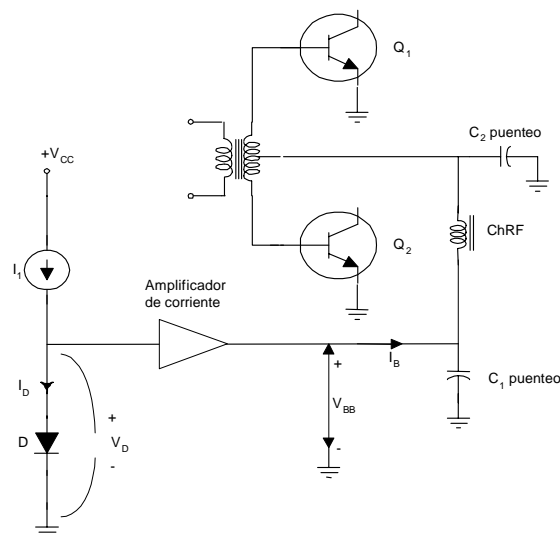


Fig. 8-12. Circuitos de polarización de BJT con amp. Operac.

Las fuentes de polarización para operación clase A son semejantes a las de la clase B. Aunque se requiere más corrientes de base ($I_{BB} + I_C/\beta$) se puede permitir una variación fraccionaria de I_C ligeramente mayor con temperatura, pues su efecto sobre la IMD es pequeño.

Excitación

La relación entre la corriente de colector y el tensión base-emisor en los BJT es exponencial y por consiguiente es inherentemente no lineal en operación con señal fuerte. Por esta razón, los amplificadores de potencia usan a menudo excitación con corriente en vez de con tensión. Las corrientes de colector y, de base están relacionadas casi linealmente pues el tensión base-emisor es función logarítmica de la corriente inyectada a la base. Idealmente, las funciones logarítmicas y exponenciales se cancelan mutuamente, aunque en la práctica no hay una linealidad perfecta.

Para comprender cómo se excita una amplificadores de potencia en clase B que utiliza BJT, supóngase que se inyecta una corriente sinusoidal al devanado primario del transformador T_1 de la figura 8-13. Durante el medio ciclo positivo de esta corriente, la corriente en el devanado secundario tiende a fluir de la base de Q_2 hacia la de Q_1 . Como esta dirección de flujo de corriente está en dirección inversa de la base de Q_2 , y directa de la de Q_1 , la corriente fluye sólo desde la derivación central hacia la base de Q_1 . Esta corriente hace que la tensión $v_{B1}(\theta)$ se eleve por encima de la de polarización V_{BB} . El transformador refleja esto como un descenso en el tensión $v_{B2}(\theta)$ de la base del Q_2 , como se muestra en la figura 8-13. Durante el

medio ciclo negativo de la corriente de excitación, la base del Q_2 se polariza directamente en forma similar y, la del Q_1 queda polarizada inversamente en manera semejante. Si no se toman en cuenta las reactancias parásitas y las capacitancias de transistor, sólo se tiene una base en el circuito en un tiempo dado.

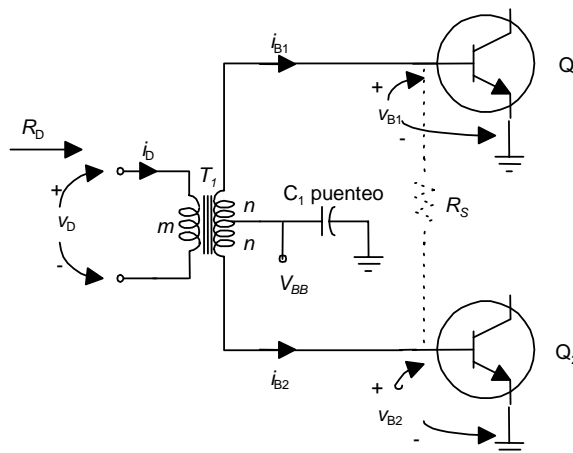


Fig. 8-13: Excitación de un amplificador de pot. en Clase B

Si se supone ganancia constante β de corriente, cada base requiere corriente de excitación semisinusoidal con amplitud pico I_{cm}/β . La corriente sinusoidal de excitación tendrá así una amplitud pico de $(I_{cm}/\beta)(n/m)$. En cualquier instante, el tensión de excitación $v_D(\theta)$, está formada por la transformación mediante T_1 de la forma de onda de tensión existente en la base polarizada directamente. Aunque la forma de onda $v_D(\theta)$ es no sinusoidal, conviene suponerla sinusoidal. Su amplitud pico es entonces $(m/n)(I_{cm}/\beta)R_B$, donde R_B es la resistancia de base equivalente bajo señal fuerte. Esta resistancia puede definirse como $(m/n)^2$ veces la razón entre la componente de frecuencia fundamental de la tensión de excitación y la amplitud de la corriente de excitación. Los valores de R_B (o de la impedancia Z_B) se dan por lo general en los manuales de transistor; por lo común, van de uno a varios Ohms. Este valor se puede usar para determinar la potencia de excitación requerida:

$$P_{DR} = \left(\frac{I_{cm}}{\beta} \right)^2 \frac{R_B}{2}$$

y la resistancia R_D de punto de excitación, que es $(m/n)^2 R_B$. La ganancia en potencia. se puede calcular como la razón entre las potencias de salida y de excitación.

FETs. En operación clase A, la relación ideal de ley cuadrática entre el tensión compuerta-fuente y la corriente de drenaje no introduce distorsión en la señal de frecuencia fundamental. No obstante, en clase B, la característica ideal de ley cuadrática se traduce en una relación de ley cuadrática (es decir, no lineal), entre las amplitudes de las componentes de la frecuencia fundamental de las señales de entrada y salida. Por fortuna, los FETs de potencia VMOS poseen características de ley cuadrática en niveles bajos y lineales en niveles medios y altos. Los efectos de la región de ley cuadrática conducen a distorsión cruzada y pueden reducirse al mínimo mediante una elección adecuada del tensión de polarización.

La excitación de un amplificadores de potencia con FET debe producir tensiones de compuerta que correspondan a las corrientes de drenaje deseadas. La impedancia de entrada de un MOSFET es esencialmente una reactancia capacitiva grande, con una componente resistiva pequeña debida al acoplamiento compuerta-drenaje-carga. En consecuencia, la impedancia de entrada un amplificador de potencia con FET es por lo general más elevada (y la potencia de excitación es generalmente más baja) que en un amplificadores de potencia que utilice BJTs comparables.

DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR LINEAL 100 W CON BJT

1. Generalidades

1.1. Precauciones generales: Como consideraciones generales para el diseño de cualquier circuito de potencia en RF, a fin de preservar la integridad de los elementos del circuitos, en especial los transistores de potencia, debe tenerse en cuenta que:

- Se deben eliminar todas las oscilaciones. Estas causan disipación excesiva o tensiones que podrían averiar el dispositivo activo.
- Se debe limitar la corriente de alimentación a fin de evitar disipación excesiva.
- Se deben usar circuitos de protección como ALC (Automatic level control).
- Se debe asegurar perfecta conductividad térmica asegurando mecánicamente bien los transistores y usar grasa siliconada.

1.2. Selección de los transistores: El circuito a analizar se puede utilizar con varios tipos de transistores, de acuerdo a la potencia de salida requerida. EN este caso presentamos los datos salientes de tres transistores que permitirían con este diseño potencias de salida de 180 W, 140 W o 100 W respectivamente.

- a) MRF 421: Es un transistor de 100 W en SSB o CW. Tiene una potencia de disipación de 290 W (21,3 Ampere de corriente de colector a 13,6 Volt a 25 °C) La corriente en vacío recomendada en clase AB es de 150 mA. Esta se puede exceder a costa de la eficiencia de colector. Operando en clase A el transistor se deberá usar con un cuarto de la máxima I_C especificada. Esta recomendación es válida en todos los transistores de potencia.
- b) MRF 454: Es un transistor de 80 W CW. Productos de intermodulación IMD entre -31dB a -33dB por debajo de uno de los dos tonos de ensayo. Tiene mejor ganancia (relación entre el área de emisor y el área de la base). Potencia máxima de disipación de 250 W y corriente máxima de colector de 20 A. Corriente de polarización mínima de 100 mA en clase A
- c) MRF 455: Es un transistor de 65 W en SSB o CW. Productos de intermodulación IMD entre -32dB a -34dB por debajo de uno de los dos tonos de ensayo medido con una potencia de salida de 50 W PEP y 13,6 V de alimentación. Es similar al MRF 453 y MRF 460. La Corriente mínima de polarización en clase AB es de 40 mA pero puede llegar hasta 3 A en clase A.

Los datos de ganancia de potencia y linealidad disminuyen considerablemente cuando se los usa en circuitos de banda ancha multioctava. Las impedancias de entrada y salida varían en un factor de 3 entre 1,6 MHz y 30 MHz, por lo que debe sacrificarse ganancia de potencia y linealidad si se utilizan redes de adaptación.

La red de adaptación de impedancias de entrada se puede realizar con combinaciones de redes RC o RLC, obteniéndose una respuesta plana que no varía mas de 1 dB en todo el rango de frecuencias con un ROE de entrada bajo.

En un sistema con tensión de alimentación baja, no puede hacerse mucho sin afectar la tensión de salida. Con potencias de salida de 180 W, los picos de corriente alcanzan los 30 A por lo que cada 100 mV que se pierde en el emisor o en la red de alimentación de corriente continua del colector, tienen un efecto muy considerable sobre los picos de potencia.

2. Análisis del circuito: Según los dispositivos elegidos y la potencia de salida las relaciones de impedancia de T_1 y T_3 cambiarán y R_1 , R_2 , R_3 , R_4 , R_5 , C_1 , C_2 , C_3 , C_4 y C_6 no se deberán cambiar.

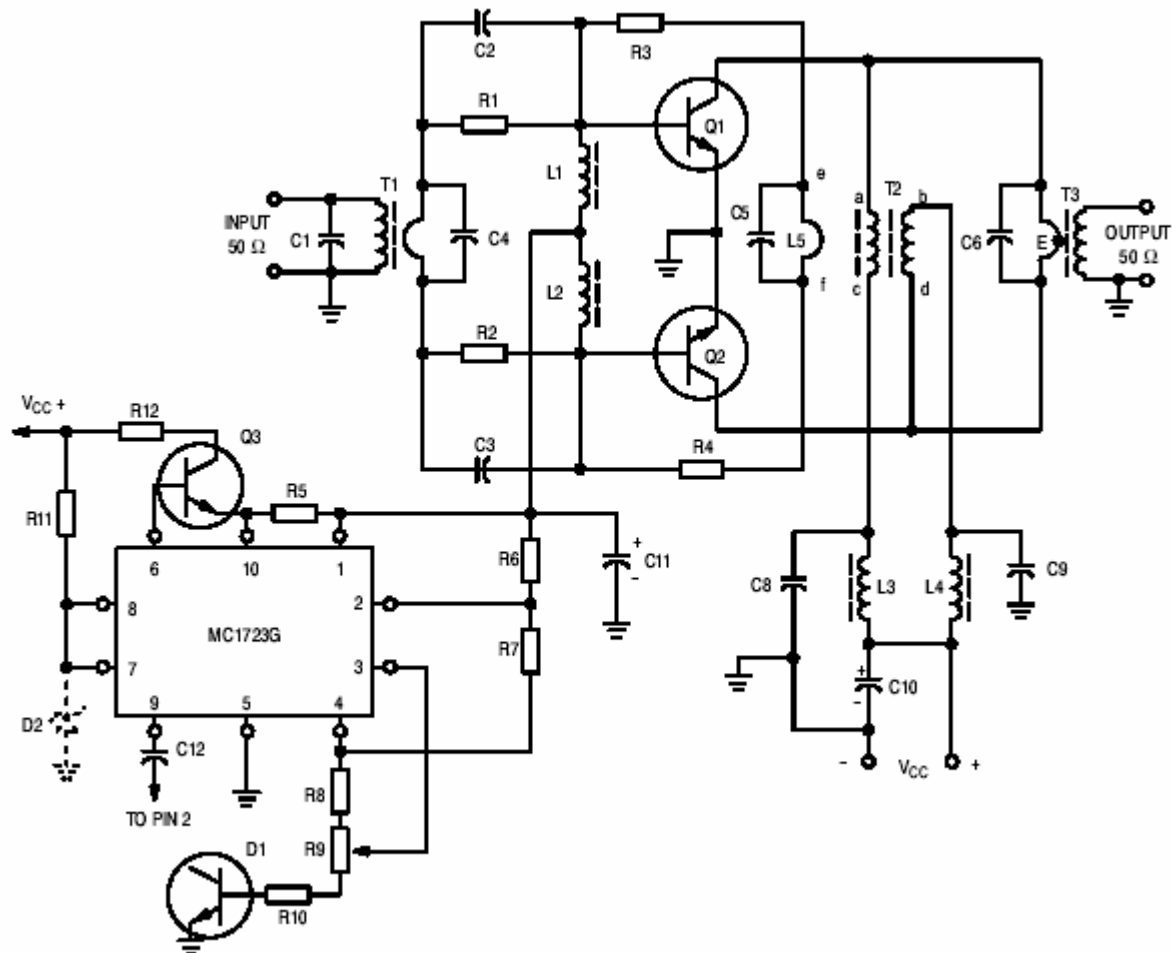


Fig. N° 8 - 14

2.1. Fuente de alimentación: Se utiliza un circuito integrado MC 1723 y Q₃ por su capacidad de regulación de tensión y baja corriente de funcionamiento (aproximadamente 1 mA) y elevado rango de ajuste. Con los componentes elegidos se obtienen tensiones ajustables de polarización de 0,5 V a 0,9 V lo cual es suficiente tanto en clase B como en clase A. En clase B la tensión de polarización es igual a la V_{BE} del transistor y no hay corriente de colector en vacío (salvo las pérdidas de I_{CES}) y el ángulo de conducción es de 180°.

En clase A, la polarización se ajusta para una corriente de colector en vacío de aproximadamente la mitad de la corriente pico en condiciones de operación reales y el ángulo de conducción es de 360° .

En clase AB (usual en amplificadores de potencia de SSB) la polarización se elige para una corriente de colector mas baja y ángulos de conducción mayores de 180° .

La corriente de polarización de base requerida se presume aproximadamente:

$$I_{pol} = \frac{I_C}{h_{FE}}$$

Donde: I_C es la corriente de colector, asumiendo un rendimiento del 50% y una potencia de 180 W resulta:

$$I_C = \frac{2P_{OUT}}{V_{CC}} = \frac{360}{13,6} = 26,47 A$$

y h_{FE} es el β del transistor (típico 30, que se obtiene de la hoja de datos)

por lo que resulta:

$$I_{pol} = \frac{I_C}{h_{FE}} = \frac{26,47}{30} = 0,88A$$

R_{12} comparte la disipación con Q_3 y su valor debe ser tal que la tensión de colector nunca caiga mas de 2 V:

$$R_{12} = \frac{13,6 - 2}{0,88} = 13,2\Omega$$

El MFR 421 posee un h_{FE} máximo de 45 y R_{12} se calcula por tanto como 20Ω , que resulta suficiente para aquellas versiones de menor potencia. R_5 determina las características de limitación de corriente del MC 1723 y con un valor de $0,5\Omega$ impondrá un límite de $1,35A \pm 10\%$. Para operación en SSB, sin incluir el ensayo de dos tonos de IMD, el ciclo de trabajo útil es bajo y la energía almacenada en C_{11} puede proveer los picos de corrientes para 180 W PEP.

Se puede utilizar el MC 1723 con tensión de salida menores a las especificadas pero se reducen las tolerancias de regulación de corriente y tensión de salida pero aun así son suficientes para estas aplicaciones. El diodo sensor de temperatura D_1 se agrega para controlar la polarización y adecuarla al régimen de potencia de los transistores de potencia. La juntura base-emisor de un 2N5159 u equivalente puede ser usada para ello. (su encapsulado permite una localización central en el circuito impreso).

2.2. Red de corrección de entrada: La red de entrada consiste en R_1 , R_2 , C_2 y C_3 , Mediante la combinación de la realimentación negativa desde L_5 a través de R_3 y R_4 se forma un atenuador con características selectivas en frecuencia. A 30 MHz, la pérdida de potencia de entrada es de 1 a 2 dB y aumenta a 10 a 12 dB para 1,6 MHz. Esto compensa las variaciones en la ganancia de potencia de los transistores de potencia de RF a lo largo de la banda obteniéndose una respuesta plana de ± 1 a $\pm 1,5$ dB.

De esta manera se logra un ROE de 2,0:1 o menor (considerado suficiente para la mayoría de las aplicaciones. Para figuras de ROE mejores deben emplearse redes RLC mas complejas que requieren ajustes individuales.

2.3. Transformadores de banda ancha: El transformador de entrada T_1 y de salida T_3 son del mismo tipo básico, con el bobinado de baja impedancia consistente en dos tubos metálicos, eléctricamente unidos en un extremo y los otros como extremos del bobinado.

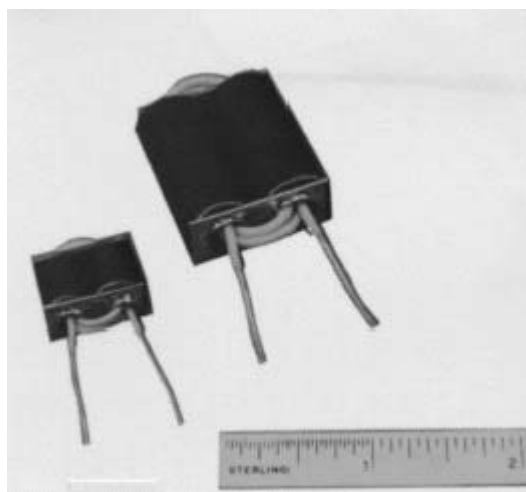


Fig. N° 8 - 15

El bobinado de alta impedancia se realiza a través de los tubos de manera que quedan los extremos en los opuestos a la conexiones de los tubos.

La implementación física puede realizarse de varias maneras. Un diseño simplificado puede verse en la siguiente figura:

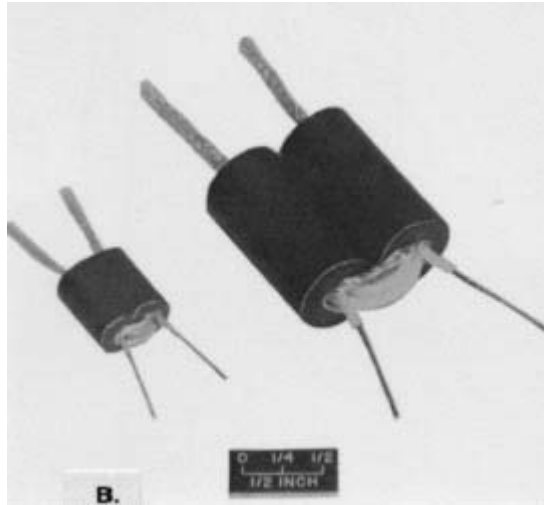


Fig. N° 8 - 16

En este caso se cambia el tubo metálico por una malla de coaxil de diámetro apropiado. El coeficiente de acoplamiento entre primario y secundario está determinado por la relación largo a diámetro del tubo metálico o malla y el calibre y espesor de la aislación de los alambres usados para el devanado de alta impedancia. Para relaciones de impedancia altas (36:1 o superiores), se obtienen los mejores resultados utilizando minicoaxiales en los que solamente se usa la malla, no conectándose el conductor central. Solo interesa que el coeficiente de acoplamiento sea elevado en el extremo superior de la banda (20 a 30 MHz).

Ambos transformadores se utilizan con ferrites para proveer una buena respuesta en baja frecuencia. La mínima inductancia requerida por el bobinado de una vuelta se puede calcular como

$$L = \frac{R}{2\pi f}$$

donde: L = inductancia en μH
 R = impedancia base a base o colector a colector
 f = frecuencia mas baja

Por ejemplo para la versión de 180 W el transformador es de 16:1 de manera de adaptar 3,13 Ω en el secundario a una interfase estándar de 50 Ω .

De esta manera:

$$L = \frac{3,13}{6,28 \cdot 1,6} = 0,31 \mu H$$

Para el de salida utilizaremos una relación 25:1 para un interfase de 50 Ω :

$$L = \frac{2}{6,28 \cdot 1,6} = 0,20 \mu H$$

Debe hacerse notar que en las versiones de menor potencia, donde la impedancia de entrada y salida son mayores y los transformadores tienen menores relaciones de impedancia, las inductancia mínima requerida es por tanto mayor.

T₂, el choque por el cual se introduce la alimentación de corriente continua, provee un punto de referencia central para T₃. Esta combinación funciona como un transformador de punto medio real con cancelación de armónicas pares. T₂ provee una fuente de baja impedancia para la tensión de realimentación negativa que se deriva desde una bobina de una sola vuelta.

T₃ en si mismo no tiene un punto central para la señal de RF dado que no existe acoplamiento magnético entre las dos mitades. Si la alimentación de corriente continua se realiza a través del punto E, sin T₂ la IMD y la ganancia de potencia no se ven afectados, pero la supresión de armónicos pares puede desmejorar en 10 dB a las frecuencias mas bajas.

La impedancia característica de ac y bd (T₂) debería ser igual a la mitad de la impedancia colector - colector pero no es crítica. El centro de T₂ es realmente bc, pero para propósitos de estabilización b y c se separan en dos choques de RF cortocircuitados individualmente con C₈ y C₉.

2.4. Consideraciones generales de diseño: Como los bobinados primarios y secundarios están eléctricamente aislados, los capacitores de bloqueo de DC del colector han sido omitidos. Esto disminuye las pérdidas de tensión de RF entre los colectores y el primario, donde cada 100 mV representa aproximadamente 2 W de potencia menos en la salida para un diseño de 180 W. Las corrientes de RF en los colectores, operando sobre una carga de 2 Ω son extremadamente altas:

$$I_{RF} = \sqrt{\frac{180}{30}} = 9,5A \Rightarrow I_{RFpico} = \frac{9,5}{0,707} = 13,45A$$

De la misma manera, las pérdidas resistivas en el camino de la alimentación de corriente continua deben ser minimizadas. En el diseño del circuito impreso puede observarse que V_{CC} se ingresa por dos pistas de 1/4", una por cada lado. Con un laminado estándar de 1,0 onzas, el cobre tiene un espesor de 1,4/1000 de pulgada y la sección es equivalente a un alambre de calibre AWG #20. Esto no basta para transportar la corriente de continua que en ciertas condiciones puede superar los 25 A. Por lo tanto la versión de mayor potencia necesita un laminado de 2 onzas o mas, o ser reforzado con alambres en paralelo de sección adecuada.

2.5. Diseño térmico: Para el caso de una potencia de salida de 180 W resulta de la siguiente manera:

Primero se calcula la resistencia térmica juntura – ambiente

$$R_{\theta JA} = \frac{T_J - T_A}{P}$$

Donde T_J = temperatura máxima de juntura permitida = 150°C

T_A = temperatura ambiente

P = potencia disipada

η = eficiencia de colector (%)

En el peor caso, a 180 W de CW, el rendimiento es de 55% y por lo que P = 148 W resultando:

$$R_{\theta JA} = \frac{150 - 40}{148/2} = 1,49^\circ C / W$$

La resistencia disipador – ambiente será:

$$R_{\theta SA} = R_{\theta JA} - (R_{\theta JC} + R_{\theta CS})$$

donde: R_{θJC} = resistencia juntura – carcaza = 0,60 °C/W

R_{θCS} = resistencia carcaza – disipador = típicamente 0,1 °C/W

entonces

$$R_{\theta SA} = \frac{1,49 - 0,60 + 0,1}{2} = 0,395^\circ C / W$$

Con este valor puede seleccionarse el disipador. También debe tenerse en cuenta las correcciones si se utiliza ventilación forzada.

2.7. Supresión de armónicos: Según la aplicación de este circuito, puede resultar necesaria una supresión de armónicos de entre -40 dB y -60 dB. Esto se logra complementando el circuito con un filtro pasabajos que a fin de cubrir toda la banda debería tener frecuencias de 35 MHz, 25 MHz, 15 MHz, 10 MHz, 5,5 MHz y 2,5 MHz. Para lograr atenuaciones de 40 dB a 45 dB resulta suficiente la utilización de un filtro Chebyshev de dos polos como el de la figura:

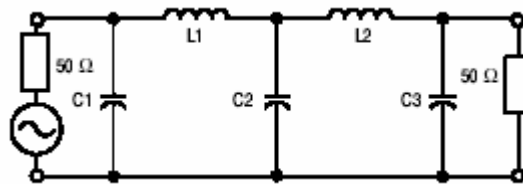


Fig. N° 8 - 17

Este filtro es realmente una cascada de dos filtros π , donde cada polo representa un cambio de fase de 90° a la frecuencia de corte. L_1 , L_2 , C_1 y C_3 deberían presentar reactancias de 50Ω mientras que C_2 deberá tener 25Ω . Si C_2 se cortocircuita, la frecuencia de resonancia de L_1C_1 y L_2C_3 puede ser verificada mediante un grip-dip meter o instrumento similar. La atenuación calculada para este filtro es de 6 dB por elemento/octava, es decir -45 dB para el tercer armónico. En la práctica no se obtiene mas de -35 dB a -40 dB debido al bajo Q de las inductancias, que rara vez supero los 50. Por lo general se utilizan inductores con núcleo de aire, aunque para frecuencias inferiores a los 10 MHz pueden utilizarse núcleos toroidales de ferrite. Los capacitores deberían ser del tipo mica - plata. Si los filtros has sido correctamente diseñados y las tolerancias de los componentes no supera el 5% se pueden lograr pérdidas de inserción menores que -1 dB.

2.8. Vista del amplificador y circuitos impresos: Puede observarse a continuación un diseño de circuito impreso y la correspondiente máscara de componentes y una fotografía correspondiente a este circuito:

