



Unidad temática 6: Tema 2

AMPLIFICADORES DE ALTO RENDIMIENTO

APUNTE TEÓRICO

Profesor: Ing. Aníbal Laquidara.
J.T.P.: Ing. Isidoro Pablo Perez.
Ay. Diplomado: Ing. Carlos Díaz.
Ay. Diplomado: Ing. Alejandro Giordana
Ay. Alumno: Sr. Nicolás Ibáñez.

URL: <http://www.ing.unlp.edu.ar/electrotecnia/electronicos2/>

1 Introducción

Los avances en la tecnología de construcción de semiconductores, han permitido que la utilización de estos diseños sea de más fácil acceso. Poseen topologías circuitales que les permiten obtener rendimientos mayores a los que se consiguen con las configuraciones de las clases A , B o C. Podemos considerar que la importancia de su utilización se debe a :

1. Un mayor rendimiento, el cual nos introduce un mejoramiento en la ecuación económica de explotación, sobre todo si se trata de una etapa de elevada potencia, tanto en el área de las comunicaciones como en la industrial.
2. Menor consumo de energía primaria, que se traduce en menor tamaño de las fuentes de alimentación, lo que disminuye el costo de fabricación.
3. En el campo de los equipos portátiles, un ahorro de energía se convierte en una mayor autonomía en lo que a baterías se refiere.
4. La menor disipación, permite la disminución de volumen y peso de los elementos destinados a ésta.
5. Una menor temperatura de juntura, asegura mayor confiabilidad y durabilidad de los semiconductores involucrados en los dispositivos.

El aumento de eficiencia se logra por técnicas que reducen el producto voltaje corriente de colector, lo que reduce la potencia disipada por el dispositivo activo.

En las clases D, E y S se usan los dispositivos activos como conmutadores en vez de usarlos como fuentes de corriente (idealmente un conmutador no disipa potencia).

Las clases F, G y H usan técnicas de circuito especiales para reducir el producto mencionado.

2 Amplificador clase D

En este tipo de amplificador se emplean un par de dispositivos activos y un circuito de salida sintonizado. Los dispositivos operan como llaves de dos polos con una forma de onda de corriente o voltaje rectangular. El circuito de sintonía elimina todas los armónicos dando una salida sinusoidal. Eficiencia ideal: 100%.

2.1 Configuración voltaje complementario o conmutador de tensión:

En la figura 1 se muestra esta configuración, para el análisis consideraremos al circuito como ideal con dos transistores BJT, aunque podría tratarse también de dos UJT o de válvulas.

El transformador de excitación tiene sus bobinados secundarios en contrafase, esto hace que Q_1 y Q_2 se energicen con corrientes que están desfasadas 180° , por lo tanto si Q_1 está activo, Q_2 está cortado y viceversa, como se observa en la figura 2.

C_b es lo suficientemente grande para enviar a tierra cualquier componente de corriente alterna de la señal, manteniendo un voltaje constante V_{cc} en el colector de Q_1 .

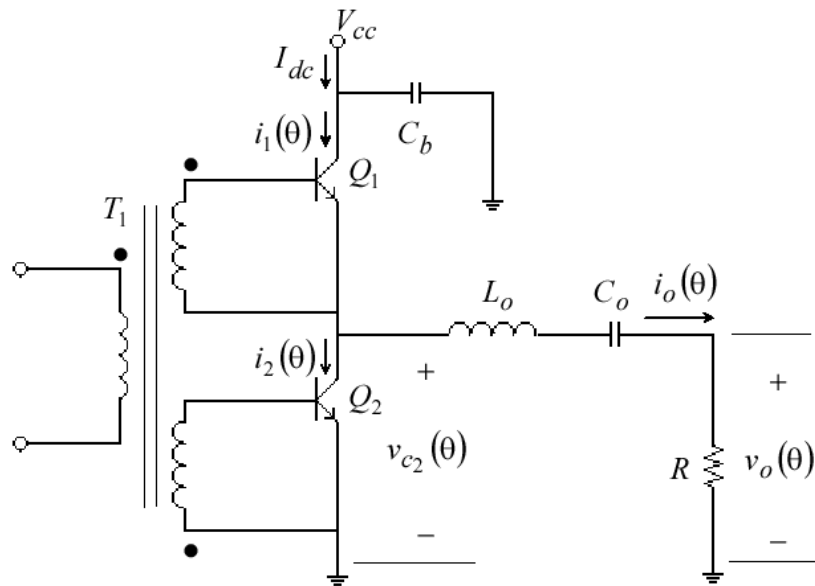


Figura 1: Circuito de un amplificador de potencia clase D de configuración de voltaje complementario.

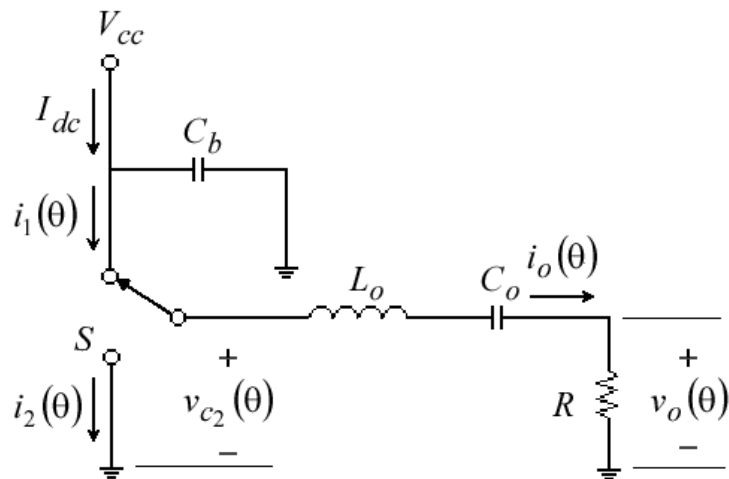


Figura 2: Circuito equivalente de un amplificador de potencia clase D de configuración de voltaje complementario.

Se supone un ciclo de trabajo del 50%, esto implica que $v_{c2}(\theta)$ es una onda cuadrada de valor V_{cc} para $0 < \theta < \pi$, y cero para $\pi < \theta < 2\pi$, como se observa en la figura 3.

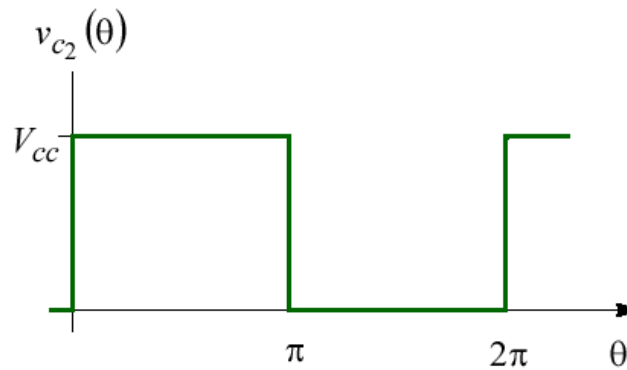


Figura 3: Forma de onda del voltaje de colector de un amplificador de potencia clase D de configuración de voltaje complementario.

Como el valor medio no es cero, definimos a $v_{c2}(\theta) = V_{cc} \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} S(\theta) \right]$

Donde $S(\theta)$ es una función de onda cuadrada, que descompuesta según Fourier es :

$$S(\theta) = \frac{4}{\pi} \left(\text{sen}\theta + \frac{1}{3} \text{sen}3\theta + \frac{1}{5} \text{sen}5\theta + \dots \right)$$

Luego:

$$v_{c2}(\theta) = V_{cc} \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \text{sen}\theta + \frac{2}{3\pi} \text{sen}3\theta + \frac{2}{5\pi} \text{sen}5\theta + \dots \right)$$

La corriente de salida se determina por la respuesta del filtro de salida, reduciéndose a niveles despreciables todas las componentes distintas a la fundamental según el diseño lo requiera.

Con un correcto filtrado la corriente de salida $i_0(\theta)$ será :

$$i_0(\theta) = \frac{2V_{cc}}{R\pi} \text{sen}\theta$$

Las corrientes de colector son medias sinusoides con valores pico $I_{cm} = \frac{2V_{cc}}{R\pi}$ (figura 4).

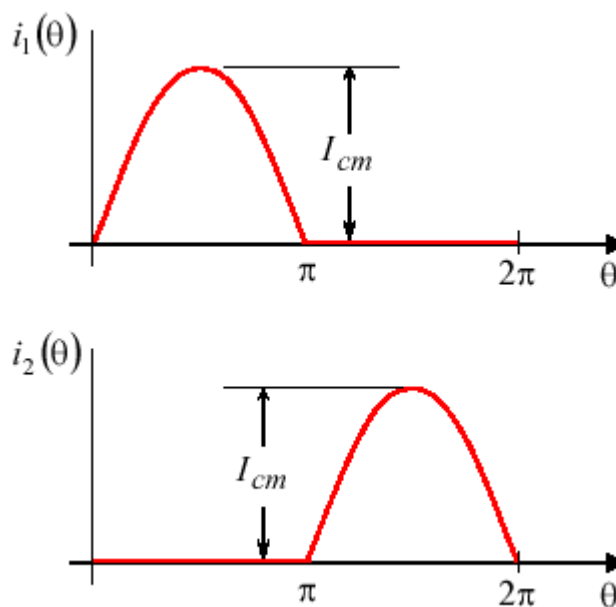


Figura 4: Formas de onda de las corrientes de colector de un amplificador de potencia clase D de configuración de voltaje complementario.

La amplitud V_{0max} del voltaje de salida $v_0(\theta)$ es : $V_{0max} = \frac{2V_{cc}}{\pi}$

La potencia de salida:
$$P_0 = \frac{V_{0max}^2}{2R} = \frac{2}{\pi^2} \frac{V_{cc}^2}{R} \approx 0.203 \frac{V_{cc}^2}{R}$$

La corriente tomada de la fuente es la media de $i_1(\theta)$:
$$I_{DC} = \frac{I_{cm}}{\pi} = \frac{2}{\pi^2} \frac{V_{cc}}{R}$$

Por lo tanto, la potencia de entrada es:
$$P_i = V_{cc} \cdot I_{DC} = \frac{2}{\pi^2} \frac{V_{cc}^2}{R}$$

El rendimiento:
$$\eta\% = \frac{P_0}{P_i} \cdot 100 = \left(\frac{2}{\pi^2} \frac{V_{cc}^2}{R} \div \frac{2}{\pi^2} \frac{V_{cc}^2}{R} \right) \cdot 100 = 100\%$$

Este resultado se debe a la acción de switcheo (si $V_{colector} \neq 0$, $I_{colector} = 0$)

2.2 Configuración acoplada por transformador:

Se usan transformadores de banda ancha con derivación central, como se observa en la figura 5 .

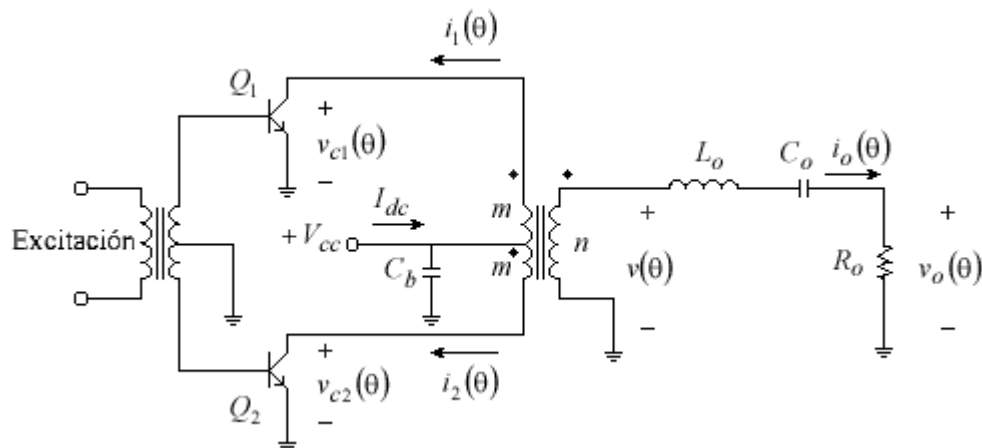


Figura 5: Circuito de un amplificador de potencia clase D de conmutación de voltaje acoplado a transformador.

Los transistores conmutan a encendido y apagado alternadamente, cuando Q_2 satura coloca V_{cc} a través del devanado primario que pone $(n/m)V_{cc}$ en el secundario. Si Q_1 se satura aparece $(-n/m)V_{cc}$ en el secundario, entonces,

$$v(\theta) = \frac{n}{m} V_{cc} S(\theta)$$

Los voltajes de colector son ondas cuadradas con niveles 0 y $2V_{cc}$ como se ve en la figura 6.

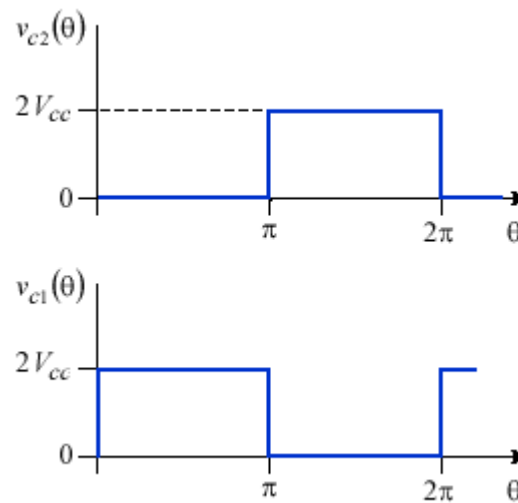


Figura 6: Formas de onda de los voltajes de colector de un amplificador de potencia clase D de conmutación de voltaje acoplado a transformador.

El voltaje de salida es la fundamental de $v(\theta)$ con $V_{0m} = \frac{4n}{\pi m} \cdot V_{cc}$ como se vio antes.

$$\text{La potencia de salida es: } P_0 = \frac{V_{ef}^2}{R_0} = \frac{V_{0m}^2}{2R_0} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{cc}^2}{\left(\frac{m}{n}\right)^2 R_0} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{cc}^2}{R}$$

Con $R = \left(\frac{m}{n}\right)^2 R_0$ impedancia en la frecuencia fundamental.

Las corrientes de colector son medias sinusoides con amplitudes $\frac{4V_{cc}}{\pi R}$

y la corriente DC que entra a la derivación central será: $I_{DC} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{cc}}{R}$

Como la potencia entregada por la fuente de alimentación es $P_i = V_{cc} \cdot I_{DC} = \frac{8V_{cc}^2}{\pi^2 R}$

Se tiene que:

$$\eta\% = \frac{P_0}{P_i} \cdot 100 = \left(\frac{8V_{cc}^2}{\pi^2 R} \div \frac{8V_{cc}^2}{\pi^2 R} \right) \cdot 100 = 100\%$$

2.3 Configuración de conmutación de corriente acoplada por transformador:

Esta configuración se muestra en la figura 7 y es el dual de la configuración anterior.

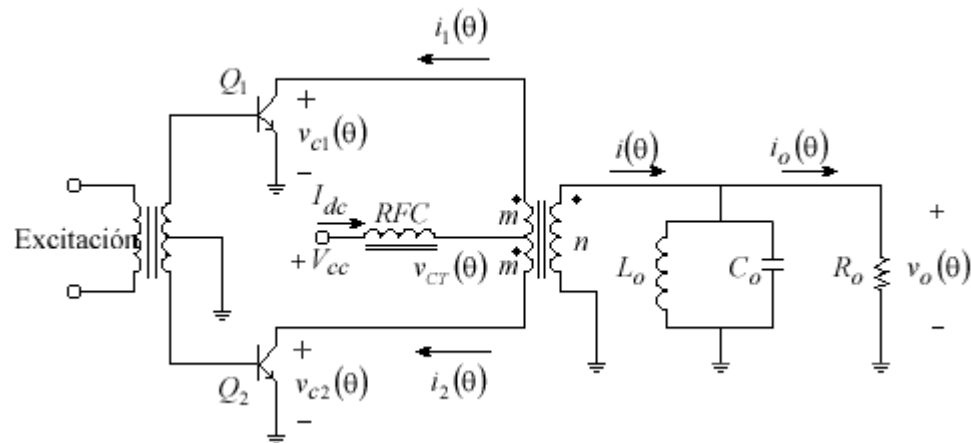


Figura 7: Circuito de un amplificador de potencia clase D de conmutación de corriente acoplado a transformador.

Las formas de onda de voltaje y corriente se intercambian. La bobina RFC inyecta una I_{DC} constante. Cualquiera de los dispositivos que esté en conducción recibe la totalidad de la corriente de entrada, generando en los colectores, ondas cuadradas de niveles 0 e I_{DC} .

$$i(\theta) = \frac{m}{n} \cdot I_{DC} \cdot S(\theta) = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{m}{n} \cdot I_{DC} (\text{sen}\theta + \text{sen}3\theta + \text{sen}5\theta + \dots)$$

La salida sintonizada paralelo puentea a las componentes armónicas de $i(\theta)$ a tierra y sólo llega a la carga la fundamental que produce una $V_{0m} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{m}{n} \cdot I_{DC} \cdot R_0$.

Este voltaje transformado a cada rama del primario nos da una media senoide con amplitud pico $V_{Cm\acute{a}x} = \frac{n}{m} \cdot V_{0m} = \frac{8}{\pi} \cdot I_{DC} \cdot R$.

En la derivación central del transformador tendremos un voltaje $v_{CT}(\theta)$, que tiene la forma de onda de una señal de rectificación completa, con $v_{CT}(\theta) = \pi V_{cc} / 2$, lo que da una tensión de colector $v_{C1m\acute{a}x} = v_{C2m\acute{a}x} = \pi V_{cc}$.

La corriente de entrada de continua es: $I_{DC} = \frac{\pi^2}{8} \frac{V_{cc}}{R}$.

Y las potencias de entrada y salida: $P_o = P_i = \frac{\pi^2}{8} \frac{V_{cc}^2}{R}$.

La potencia de salida no es igual a la del caso anterior, y la elección de la configuración depende entonces del voltaje de alimentación, de la carga y de f_o , porque los dispositivos deben conmutar más rápido con una corriente en onda cuadrada.

2.4 Excitación de los Amplificadores Clase D:

La condición fundamental que impone la excitación de los amplificadores clase D, es que la señal de entrada debe poseer la suficiente potencia como para asegurar que los componentes activos se saturen y corten en los semiciclos correspondientes.

Si analizamos el circuito de entrada de un clase D, vemos que para asegurar que los transistores estén saturados debe ser $v_B(\theta) \geq V_\gamma$, con una corriente $i_B(\theta) \geq \frac{i_C(\theta)}{H_{FE}}$

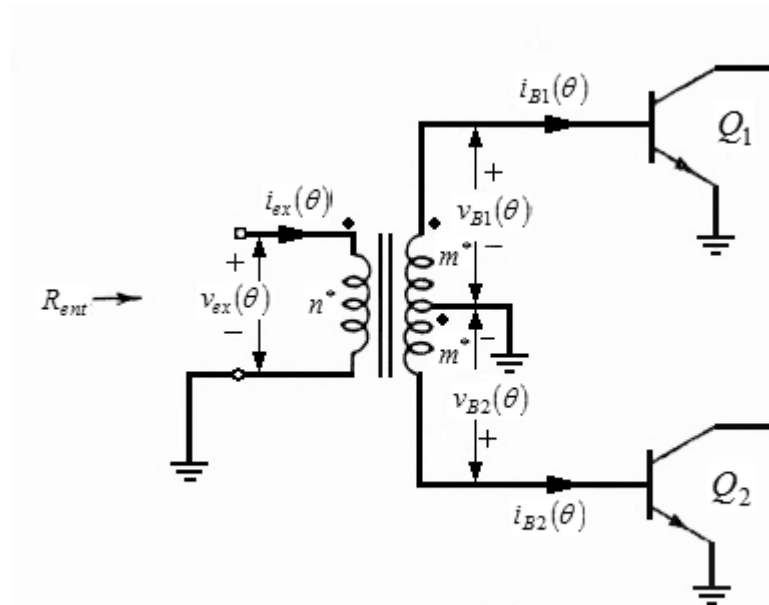


Figura 8: Circuito excitación clase D.

La corriente sinusoidal impulsada desde el primario del transformador de excitación origina que una corriente también sinusoidal penetre en cada una de las bases, haciendo que en el correspondiente semiciclo positivo, la tensión de estas se eleve hasta el valor V_γ , saturando al transistor en cuestión y reflejando $-V_\gamma$ en la base del otro asegurando que se encuentre cortado.

El voltaje de onda cuadrada que aparece sobre las bases, estará presente en el devanado primario del transformador como una onda cuadrada de valor $\pm \left(\frac{n^*}{m^*} \right) V_\gamma$.

La impedancia presentada al excitador será la relación entre la componente fundamental de la tensión y la corriente en el primario del transformador, haciendo uso de la función $S(\theta)$ como se vio para la onda cuadrada en el colector, el valor máximo de esta componente de tensión de primer armónico será: $\hat{v}_{ex} = \frac{4}{\pi} \frac{n^*}{m^*} V_\gamma$. Y por lo tanto el valor eficaz estará dado por $v_{ex} = \frac{4}{\sqrt{2}\pi} \frac{n^*}{m^*} V_\gamma$

La corriente que es sinusoidal tendrá un valor eficaz $i_{ex} = \frac{m^*}{n^*} \frac{\hat{i}_B}{\sqrt{2}}$

Resulta entonces que la resistencia de entrada es $R_{ent} = \frac{v_{ex}}{i_{ex}} = \frac{4}{\pi} \left(\frac{n^*}{m^*} \right)^2 \frac{V_\gamma}{\hat{i}_B}$

Y teniendo en cuenta la relación entre la corriente de base y la de colector, la potencia de excitación mínima necesaria será $P_{ent} = v_{ex} \cdot i_{ex} = \frac{2}{\pi} V_{\gamma} \frac{\hat{i}_C}{H_{FE}}$ que para un clase C conmutador de tensión como el analizado en el apartado 2.1 se convierte en:

$$P_{ent} = \frac{4V_{\gamma}V_{cc}}{\pi^2 H_{FE} R_{carga}}$$

Si calculamos la ganancia de potencia para este caso en particular:

$$G_P = \frac{P_{salida}}{P_{entrada}} = \frac{V_{cc} \cdot H_{FE}}{2 \cdot V_{\gamma}}$$

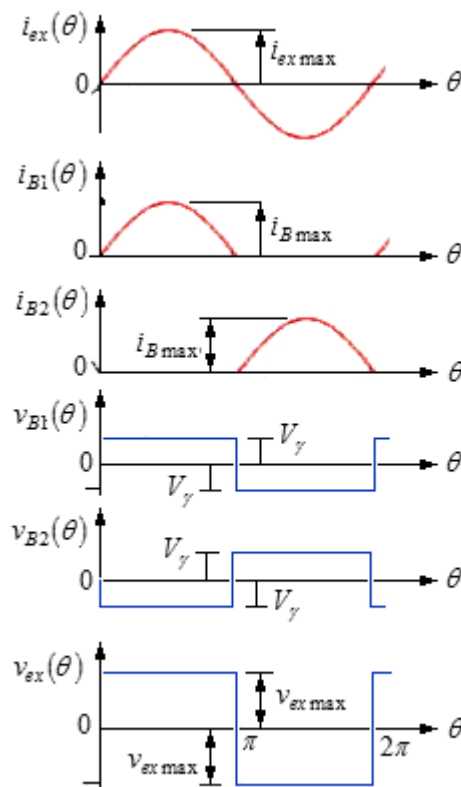


Figura 9: Formas de onda excitación clase D.

2.4 Apartamiento de las condiciones ideales en los Amplificadores Clase D:

En el análisis del funcionamiento de este tipo de amplificadores, hemos dejado de lado los aspectos que introducen pérdidas, y por lo tanto el rendimiento calculado es del 100%.

Examinaremos ahora dos de los elementos que los apartan de esta condición, estos son la tensión de saturación de los transistores y el tiempo de crecimiento en los flancos de $v_{c2}(\theta)$ que supusimos como una onda cuadrada perfecta.

En el primer caso, tanto en la saturación de Q_1 como en la de Q_2 , la tensión efectiva de la fuente de alimentación se verá reducida y podemos por lo tanto introducir el concepto de una tensión $V_{cc.ef}$ para luego utilizarlo en todos los cálculos, salvo para la potencia de entrada.

Por ejemplo para la configuración complementaria o conmutadora de tensión

$$V_{cc.ef} = V_{cc} - 2V_{sat} = V_{cc} \left(1 - \frac{2V_{sat}}{V_{cc}} \right)$$

Y para las configuraciones acopladas a transformador

$$V_{cc.ef} = V_{cc} - V_{sat} = V_{cc} \left(1 - \frac{V_{sat}}{V_{cc}} \right)$$

Para todas las configuraciones que utilicen transistores FET, deberá tenerse en cuenta la resistencia R_{on} de encendido, que queda efectivamente en serie con la resistencia de carga en el drain R_c , debiéndose utilizar $V_{DD.ef}$ para todos los cálculos excepto para la potencia de entrada desde la fuente de alimentación.

$$V_{DD.ef} = V_{DD} \frac{R_c}{R_c + R_{on}}$$

Para el segundo punto, el que nos aparta de una forma de onda cuadrada para introducir los tiempos de transición, es posible utilizar una simplificación del problema para cuando estos son pequeños sin cometer grandes errores. Si consideramos que la forma de onda de tensión es trapezoidal, es decir que las conmutaciones producen formas de voltaje en rampa y que el tiempo t_s requerido por un solo transistor para completarla se convierte en una porción angular del ciclo como $\theta_s = 2\pi \cdot f \cdot t_s$, y que por lo tanto ambos transistores completan la conmutación en $2\theta_s$, podemos obtener el voltaje de salida mediante una integral de Fourier de una forma de onda trapezoidal, esto nos llevará a poder expresar el rendimiento del amplificador con una corrección que tendrá en cuenta estos tiempos y la reducción de la tensión de fuente mediante la utilización de la $V_{cc.ef}$ correspondiente a la configuración utilizada.

$$\eta = \frac{V_{cc.ef}}{V_{cc}} \frac{\text{sen}\theta}{\theta}$$

3 Amplificador clase E

Un Clase E es un amplificador no lineal, en el sentido que las variaciones en la amplitud de la señal de entrada no se reproducirán a la salida en ninguna forma aceptable, y además demuestran tener eficiencia superior con circuitos más simples que las clases convencionales de ángulo reducido de conducción.

La Figura 10 muestra un amplificador Clase E ideal. Consiste en un conmutador S , un choke L_{ch} en la alimentación, la capacidad C_s , un circuito sintonizado $L-C$ y una carga Z_L .

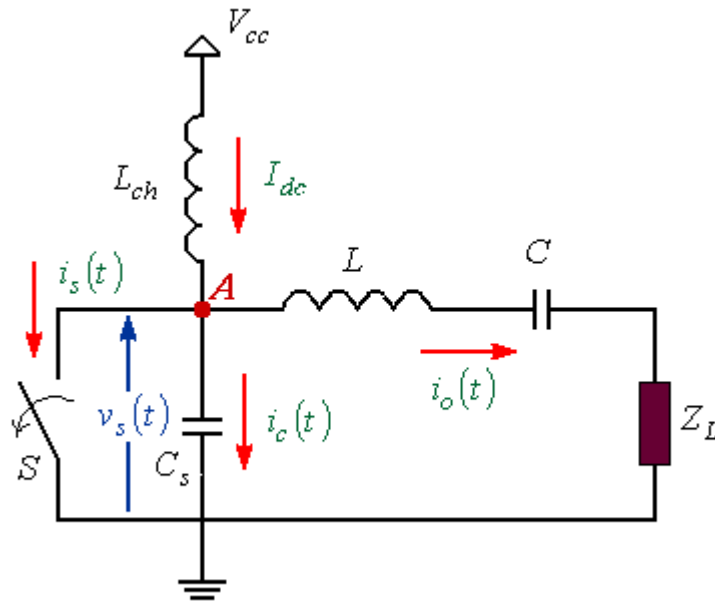


Figura 10: Circuito de un amplificador de potencia clase E ideal.

Con una tasa del 50% el conmutador S está encendido la mitad del período, y apagado la otra mitad. Cuando S está encendido, el voltaje a través del mismo es cero, y cuando está apagado, la corriente es cero. Suponemos además en este análisis que :

- 1) A la frecuencia de trabajo, L_{ch} tiene una reactancia de al menos 10 veces la de la carga para asegurar la independencia de I_{dc} , y que esta se mantenga constante.
- 2) La capacitancia C_s incluye la capacitancia parásita de la llave.
- 3) El circuito $L - C$ resuena a la frecuencia fundamental de la señal de entrada.
- 4) El Q del circuito de carga es muy elevado y no existen corrientes a las frecuencias de los armónicos.

3.1 Estudio del funcionamiento:

Un análisis preliminar de los amplificadores Clase E ha sido reportado en varios documentos [Sokal (1975) Ref.2 , Raab (1977) Ref.7 , Kazimierczuk (1983) Ref.8]. Comenzamos con la reproducción de este concepto. Después del transitorio inicial, en estado permanente, podemos plantear dos ecuaciones para el nodo A, una para cuando la llave se encuentra abierta (3.1) y otra para cuando la misma esta cerrada (3.2).

$$i_c(t) = I_{dc} - i_o(t) \quad 0 \leq \omega_s t \leq \pi \quad (3.1)$$

$$i_s(t) = I_{dc} - i_o(t) \quad \pi \leq \omega_s t \leq 2\pi \quad (3.2)$$

Generalizando a $i_o(t)$
$$i_o(t) = \alpha \cdot I_{dc} \text{sen}(\omega_s t + \phi)$$

Transformándose la (3.1) y la (3.2) en

$$i_c(t) = I_{dc}(1 - \alpha \cdot \text{sen}(w_s t + \phi)) \quad 0 \leq w_s t \leq \pi \quad (3.3)$$

$$i_s(t) = I_{dc}(1 - \alpha \cdot \text{sen}(w_s t + \phi)) \quad \pi \leq w_s t \leq 2\pi \quad (3.4)$$

Donde w_s es la frecuencia de la señal, I_{dc} es la corriente continua que proviene de la fuente, y α y ϕ están pendientes de calcularse.

Ahora teniendo en cuenta que $i_c(t) = C_s \frac{dv_s}{dt}$, podemos calcular a $v_s(t)$ como:

$$v_s(t) = \frac{1}{C_s} \int i_c(t) dt$$

Obteniendo las ecuaciones (3.5) y (3.6)

$$v_s(t) = \frac{I_{dc}}{C_s} \int (1 - \alpha \cdot \text{sen}(w_s t + \phi)) dt \quad 0 \leq w_s t \leq \pi$$

$$v_s(t) = \frac{I_{dc}}{w_s C_s} (w_s t + \alpha \cdot (\cos(w_s t + \phi) - \cos \phi)) \quad 0 \leq w_s t \leq \pi \quad (3.5)$$

$$v_s(t) = 0 \quad \pi \leq w_s t \leq 2\pi \quad (3.6)$$

El funcionamiento óptimo de un amplificador Clase E requiere dos condiciones [Sokal, 1975]

$$\frac{dv_s}{dt} \left(\frac{T_s}{2} \right) = 0 \quad (3.7) \quad v_s \left(\frac{T_s}{2} \right) = 0 \quad (3.8)$$

Estas condiciones evitan disipación de potencia al cortocircuitar el capacitor C_s , dado que tiene una tensión de valor muy cercano a cero durante un tiempo de conmutación no nulo en la transición. Haciendo uso de estas condiciones en las ecuaciones (3.3) y (3.5), se calculan las constantes α y ϕ .

$$\text{De (3.3)} \quad 0 = 1 - \alpha \cdot \text{sen}(\pi + \phi) \quad (3.9)$$

Y de (3.5)

$$0 = (\pi + \alpha \cdot (\cos(\pi + \phi) - \cos \phi)) \quad (3.10)$$

Despejando α de (3.9)

$$\alpha = \frac{1}{\text{sen}(\pi + \phi)} = \frac{1}{\text{sen}\pi \cdot \cos \phi + \cos \pi \cdot \text{sen}\phi} = \frac{1}{-\text{sen}\phi} \quad (3.11)$$

Reemplazando en (3.10)

$$\pi = \frac{\cos \pi \cdot \cos \phi - \text{sen}\pi \cdot \text{sen}\phi - \cos \phi}{\text{sen}\phi} = -\frac{2 \cos \phi}{\text{sen}\phi}$$

$$\tan \phi = -\frac{2}{\pi} \Rightarrow \phi = \tan^{-1} \left(-\frac{2}{\pi} \right) \approx -32,48^\circ \quad (3.12)$$

Finalmente utilizando la relación trigonométrica

$$\text{sen}\phi = -\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\tan^2 \phi}}} \quad \text{y la ecuación (3.11)}$$

$$\alpha = \sqrt{1 + \frac{\pi^2}{4}} \approx 1,862 \quad (3.13)$$

Ahora el voltaje $v_s(t)$ y la corriente $i_o(t)$ son conocidos en todo el rango, haciendo por comodidad un cambio de variable ($\omega_s t = \theta$), nos quedan las ecuaciones 3.14 , 3.15 y 3.16 , representadas en detalle en el apartado 3.4 .

$$v_s(\theta) = \frac{I_{dc}}{\omega_s C_s} [(\theta) + \alpha(\cos(\theta - 32,48^\circ) - \cos(-32,48^\circ))] \quad 0 \leq \theta \leq \pi \quad (3.14)$$

$$v_s(\theta) = 0 \quad \pi \leq \theta \leq 2\pi \quad (3.15)$$

$$i_o(\theta) = 1.862 \cdot I_{dc} \text{sen}(\theta - 32,48^\circ) \quad 0 \leq \theta \leq 2\pi \quad (3.16)$$

3.2 Cálculo de la impedancia de carga:

Debemos calcular a continuación cuál será el valor de la impedancia Z_L que hará circular la corriente $i_o(t)$ cuando se le aplique la $v_s(t)$, para ello ya que estamos considerando que Q está próximo a infinito, el circuito sintonizado solo dejará que Z_L vea la fundamental $v_{s1}(t)$ a la frecuencia ω_s . Aplicando serie de Fourier a la función periódica expresada por las ecuaciones 3.14 y 3.15 obtendremos:

$$v_s(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega_s t) + b_n \text{sen}(n\omega_s t)]$$

De la cuál tomamos el término para $n=1$ que corresponde a la fundamental de $v_s(t)$.

$$v_{s1}(t) = a_1 \cos(\omega_s t) + b_1 \text{sen}(\omega_s t) = c_1 \text{sen}(\omega_s t + \theta_1)$$

Donde

$$a_1 = \frac{2}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} v_s(t) \cos(\omega_s t) dt \quad \text{y} \quad b_1 = \frac{2}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} v_s(t) \text{sen}(\omega_s t) dt$$

$$c_1 = \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \quad \text{y} \quad \theta_1 = \tan^{-1} \frac{a_1}{b_1}$$

$$f = -32,48^\circ \Rightarrow f_{\text{radianes}} = 0.567$$

$$a_1 = \frac{I_{dc}}{w_s C_s} \frac{2}{2\pi} \int_0^\pi [\theta + 1.862 \cos(\theta - 0.567) - \cos(-0.567)] \cos \theta \cdot d\theta \Rightarrow a_1 = \frac{I_{dc}}{w_s C_s} \frac{0.4673}{\pi}$$

$$b_1 = \frac{I_{dc}}{w_s C_s} \frac{2}{2\pi} \int_0^\pi [\theta + 1.862 \cos(\theta - 0.567) - \cos(-0.567)] \operatorname{sen} \theta \cdot d\theta \Rightarrow b_1 = \frac{I_{dc}}{w_s C_s} \frac{1.5708}{\pi}$$

$$c_1 = \frac{I_{dc}}{w_s C_s} 0.5216 \quad \text{y} \quad \theta_{1rad} = 0.289$$

$$v_{s1}(t) = \frac{I_{dc}}{w_s C_s} 0.5216 \cdot \operatorname{sen}(w_s t + 16.55^\circ) \quad (3.17)$$

Aplicando transformada de Laplace a las ecuaciones 3.16 y 3.17, y teniendo en cuenta que nos encontramos en presencia de funciones sinusoidales con retardos de tiempos, obtenemos:

$$i_o(s) = 1.862 \cdot I_{dc} \frac{w_s^2}{s^2 + w_s^2} \cdot e^{-s \frac{p \cdot 32.48^\circ}{180^\circ \cdot w_s}}$$

$$v_{s1}(s) = 0.5216 \cdot \frac{I_{dc}}{w_s C_s} \cdot \frac{w_s^2}{s^2 + w_s^2} \cdot e^{s \frac{p \cdot 16.55^\circ}{180^\circ \cdot w_s}}$$

Luego:

$$Z_L(s) = \frac{v_{s1}(s)}{i_o(s)} = \frac{0.28}{w_s C_s} \cdot e^{s \frac{p \cdot 49^\circ}{180^\circ \cdot w_s}}$$

Reemplazando s por jw y pasando de radianes a grados llegamos a la ecuación 3.19:

$$Z_L = \frac{v_{s1}(t)}{i_o(t)} = \frac{0.28}{w_s C_s} e^{j49^\circ} = \frac{0.28}{w_s C_s} (\cos 49^\circ + j \operatorname{sen} 49^\circ) \quad (3.19)$$

Considerando ahora que la parte real de la impedancia Z_L es la resistencia de carga R_L , podemos obtener la relación entre ésta y el capacitor C_s . Esta resistencia de carga es un dato en el diseño o bien es calculada para obtener la potencia deseada en la salida del amplificador.

$$C_s = \frac{0.28 \cdot \cos 49^\circ}{w_s R_L} = \frac{0.1836}{w_s R_L} \quad (3.20)$$

Y tiene susceptancia:

$$B_s = w_s C_s = \frac{0.1836}{R_L} \quad (3.21)$$

Otra relación importante que podemos obtener de la ecuación 3.19, es la que existe entre la resistencia de carga R_L y la parte reactiva de Z_L .

$$|Z_L| = R_L (\cos 49^\circ)^{-1} = X_L (\operatorname{sen} 49^\circ)^{-1}$$

$$X_L = \tan 49^\circ R_L = 1.15R_L \quad (3.22)$$

Constructivamente la parte reactiva de la carga deberá ser agregada si ésta no la tuviere, quedando en serie con L_o , con lo que la inductancia deberá tener un valor $L_o + \Delta L$.

En la figura 11 mostramos como ha de quedar el circuito equivalente si ponemos de manifiesto que la carga Z_L esta compuesta de la resistencia R_L más una ΔL como se desprende de la ecuación (3.19).

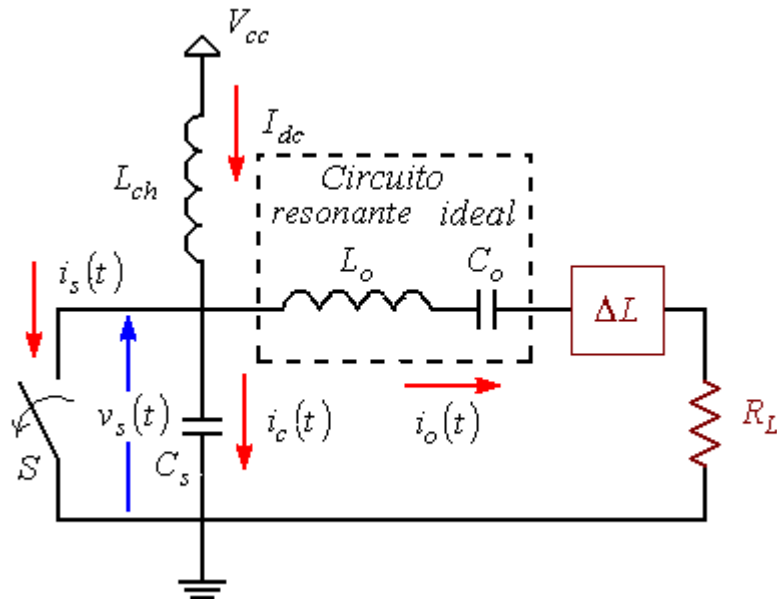


Figura 11: Circuito de un amplificador de potencia clase E ideal con carga resistiva.

3.3 Relación entre V_o y V_{cc} :

Partiendo de la ecuación 3.1: $i_o(t) = I_{dc} - i_c(t) = \alpha \cdot I_{dc} (\text{sen} w_s t + \phi)$

Podemos decir que:

$$I_{om\acute{a}x} = \alpha \cdot I_{dc} \Rightarrow I_{oef} = \frac{I_{om\acute{a}x}}{\sqrt{2}} = \frac{\alpha \cdot I_{dc}}{\sqrt{2}} \quad (3.23)$$

Y debido a que estamos considerando que el amplificador no tiene pérdidas:

$$P_o = I_{oef}^2 R_L = \frac{\alpha^2 I_{dc}^2}{2} R_L = I_{dc} V_{cc}$$

$$P_o = P_i = I_{dc} V_{cc} = \frac{\alpha^2 I_{dc}^2}{2} R_L \Rightarrow I_{dc} = \frac{2V_{cc}}{\alpha^2 R_L} \quad (3.24)$$

$$P_o = \frac{2V_{cc}^2}{\alpha^2 R_L} = \frac{V_{cc}^2}{R_L} \left(\frac{2}{1 + \frac{\pi^2}{4}} \right) = 0.5768 \frac{V_{cc}^2}{R_L} \quad (3.25)$$

De donde:

$$P_o = \frac{V_{oef}^2}{R_L} \Rightarrow V_{oef} = 0.759V_{cc} \Rightarrow V_{omáx} = 1.07V_{cc} \quad (3.26)$$

Además si llamamos R_{dc} a la resistencia que el circuito presenta a la fuente de alimentación V_{cc} , podemos decir ahora que:

$$R_{dc} = R_L \left(\frac{1 + \frac{\pi^2}{4}}{2} \right) = \frac{R_L}{0.5768} = 1.734R_L \quad (3.27)$$

3.4 Formas de onda:

Nos proponemos ahora visualizar las formas de onda de tensión y corrientes del amplificador, como así también algunos de los valores relativos importantes en ciertos puntos singulares del período, éstos serán utilizados en el proceso de diseño del mismo y de la elección de sus componentes.

3.4.1 Tensión en la llave:

Las ecuaciones (3.14) y (3.15) describen como ha de ser la tensión en la llave a lo largo de un período completo. Si bien sabemos por las consideraciones del diseño que en el semiperíodo desde 180° a 360° ésta debe ser de 0 volts, otro valor que reviste de importancia es su máximo. Para calcularlo igualamos su derivada a cero, obteniendo los ángulos en que se produce un cambio de pendiente, luego utilizando estos resultados en (3.28), llegamos al valor $V_{s.máx}$ en función de V_{cc} que será de suma importancia en la elección del elemento que oficiará de conmutador.

Comenzamos reemplazando en (3.14) los valores obtenidos en (3.21) y (3.24) para tener la relación existente entre $v_s(\theta)$ y V_{cc} .

$$v_s(\theta) = 3.14 \cdot V_{cc} \left[(\theta) + \alpha (\cos(\theta - 32,48^\circ) - \cos(-32,48^\circ)) \right] \quad (3.28)$$

Calculamos el ángulo en que se produce el máximo:

$$0 = I_{dc} (1 - 1.862 \cdot \text{sen}(\theta + \phi)) \Rightarrow \frac{1}{1.862} = \text{sen}(\theta - 32,48^\circ) = 0.537$$

$$\theta_1 = 64,96^\circ \quad \text{y} \quad \theta_2 = 180^\circ$$

Utilizando θ_1 en (3.28)

$$V_{s.máx} = 3.56 \cdot V_{cc} \quad (3.29)$$

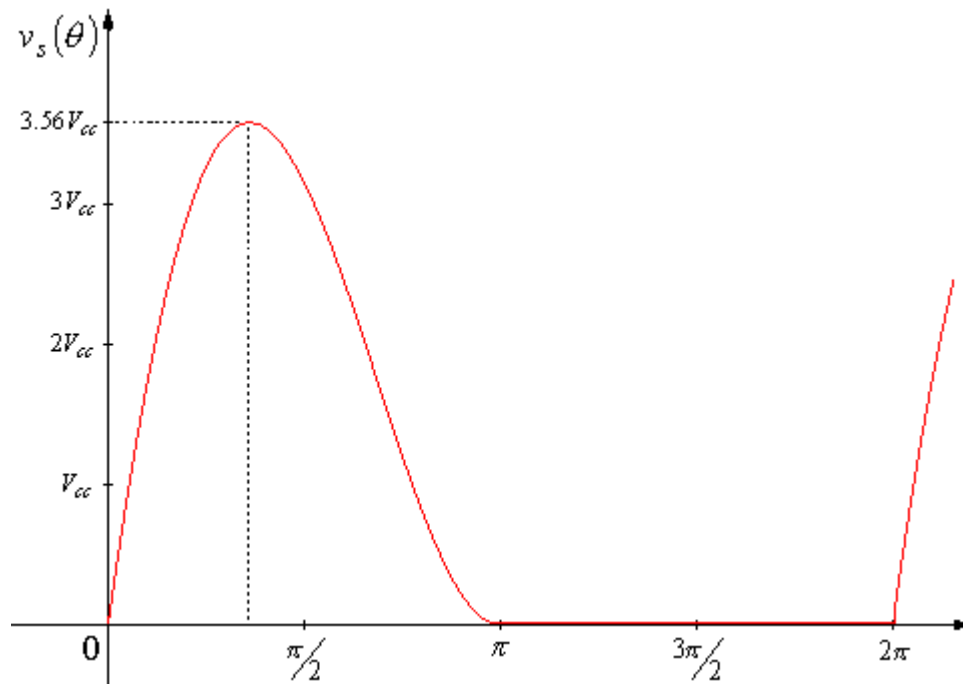


Figura 12: Forma de onda de voltaje ideal del amplificador clase E.

3.4.2 Corrientes en el amplificador:

Tenemos que ver ahora las formas de onda de las corrientes que calculamos en las ecuaciones (3.3), (3.4) y (3.16) y para poder relacionarlas lo haremos sobre un mismo gráfico.

Los puntos de interés ahora son los que se encuentran en los instantes en que conmuta la llave; Para el cierre de la misma, la corriente en el capacitor es cero debido a las condiciones iniciales que se supusieron en el diseño, pero para la apertura, en 2π , la misma tiene un valor pendiente de calcular. Esta es importante de tener en cuenta, cuando se cuantifiquen las pérdidas por conmutación.

$$i_{s.off} = I_{dc} [1 - 1.862 \cdot \text{sen}(2\pi - 32,48^\circ)]$$

$$i_{s.off} = 2I_{dc} \quad (3.30)$$

Otro valor de importancia es el valor máximo de la corriente en la llave, ya que este también influirá en la elección de la misma. Haciendo $\text{sen}(\theta + \phi) = -1$ en (3.4) nos queda:

$$i_{s.máx} = 2.862 \cdot I_{dc} \quad (3.31)$$

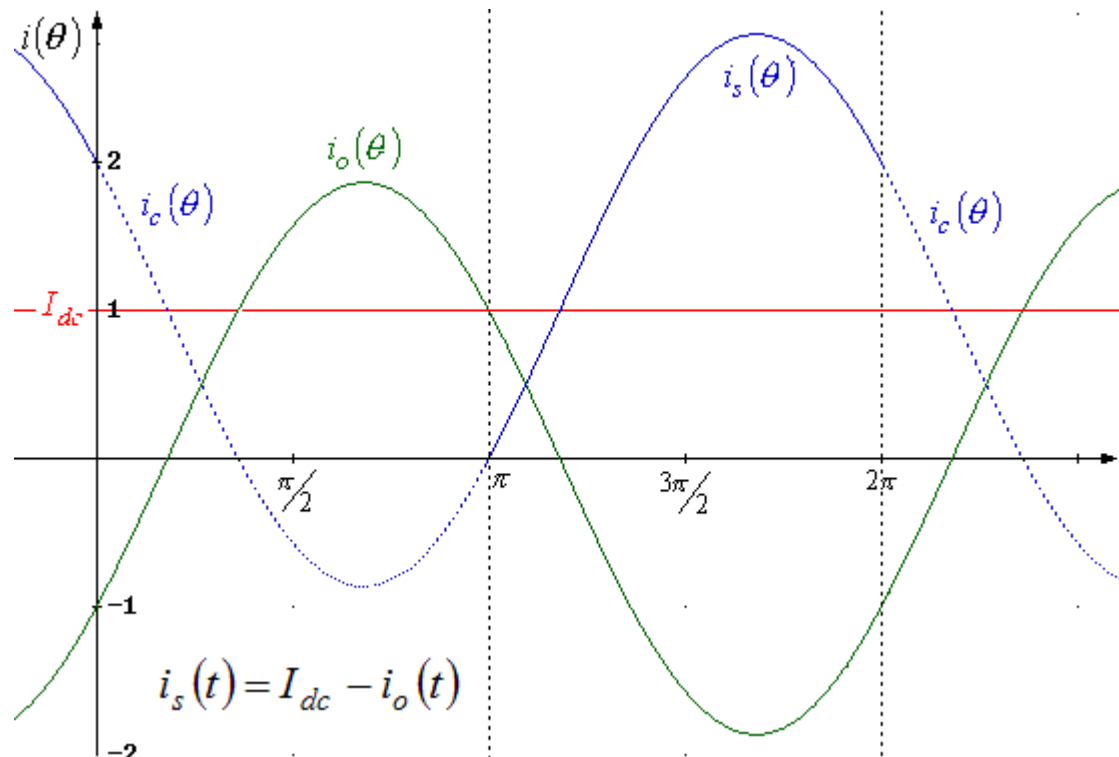


Figura 13: Formas de ondas de corrientes del amplificador clase E.

3.5 Apartamiento de las condiciones Ideales

En la situación ideal, la eficiencia de un amplificador Clase E es 100%, en la práctica varios factores dan como resultado disipación de potencia y la reducción de ésta.

Analizaremos ahora que sucede cuando las condiciones idealizadas en los párrafos anteriores no se cumplen, utilizando para ello el circuito de la figura 14 y dividiendo el análisis en cuatro grupos según las causas que originan las pérdidas.

- Debidas al voltaje de saturación, resistencia de saturación, tiempo de conmutación no nulo, e inductancia de cableado, éstas serán las causas principales de ineficiencia cuando un amplificador de Clase E está ajustado correctamente [F. H. Raab y N. O. Sokal, Ref.9].
- A las resistencias inherentes a los componentes pasivos, C_s , L_o , C_o y L_{ch} .
- A que el Q del circuito de carga tiene un valor finito.
- A la potencia consumida en controlar el transistor para que actúe como conmutador, esta una función de las características del transistor y de la forma de onda de control.

Al efecto combinado puede llegarse estimando la potencia disipada por cada causa por separado, como si las otras no existieran y luego sumar los resultados para obtener el total.

Entonces $\eta = \frac{P_{in} - \sum P_{perd.}}{P_{in}}$ donde P_{in} es la potencia total de entrada y $\sum P_{perd.}$ es la

sumatoria de todas las pérdidas. Utilizaremos para todos los cálculos una tasa de trabajo del 50% y tendremos en cuenta que en el caso del amplificador ideal su potencia de salida $P_{oideal} = P_{in}$.

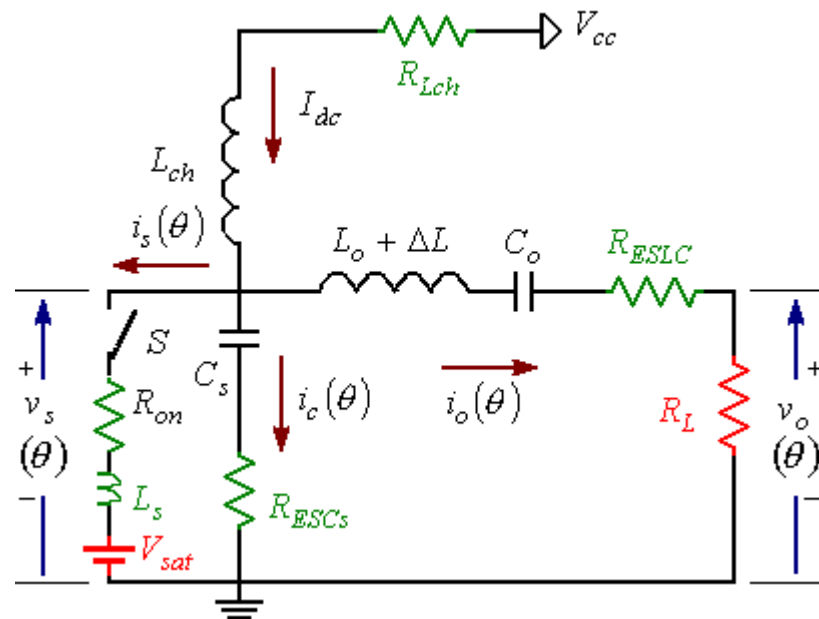


Figura 14: Circuito de un amplificador de potencia clase E para el análisis de las pérdidas.

3.6 Las pérdidas en la llave y el cableado

3.6.1 El voltaje de saturación:

Los transistores bipolares se caracterizan por un voltaje de colector a emisor aproximadamente constante V_{sat} durante la saturación. Las pequeñas modificaciones de este voltaje con las variaciones de la corriente del colector pueden tomarse en cuenta usando R_{on} . Un voltaje de saturación constante reduce la tensión efectiva del colector, figura 15: $V_{ef} = V_{cc} - V_{sat}$

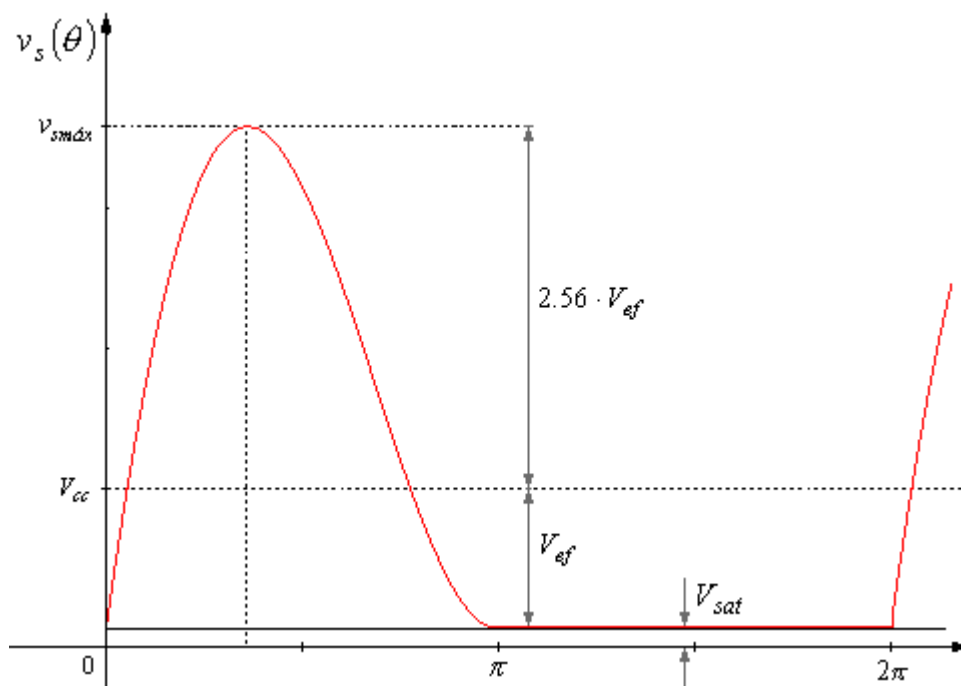


Figura 15: Tensión en la llave cuando existe V_{sat} .

Usando este principio, de (3.25) tenemos que la potencia de salida queda definida por:

$$P_o = \frac{2(V_{cc} - V_{sat})^2}{\alpha^2 R_L} = \frac{V_{ef}^2}{R_L} \left(\frac{2}{1 + \frac{\pi^2}{4}} \right) = \frac{V_{ef}^2 \alpha^2 R_L}{2R_{dc}^2} = (V_{cc} - V_{sat}) I_{dc}$$

Como $P_{in} = V_{cc} I_{dc} \Rightarrow I_{dc} = \frac{P_{in}}{V_{cc}}$ y $P_{perd.Vsat} = V_{sat} I_{dc} \Rightarrow P_{perd.Vsat} = \frac{V_{sat}}{V_{cc}} P_{in}$ (3.32)

3.6.2 La resistencia de saturación

Tendremos en cuenta ahora a la que hemos denominado R_{on} , que puede utilizarse también para los transistores de efecto de campo y tubos de vacío, ya que estos pueden caracterizarse por una resistencia aproximadamente constante durante la saturación. El flujo de corriente a través de esta resistencia disipa potencia en el dispositivo. La corriente que fluye en el dispositivo causa un voltaje variable que aparece en sus terminales durante la saturación alterando apenas la forma de la onda.

La potencia disipada por R_{on} podemos calculada aproximadamente asumiendo que la potencia de entrada, potencia de salida, y todas las formas de onda (excepto el voltaje en los terminales de la llave durante la saturación) permanecen tal cual en el amplificador ideal.

Entonces la potencia disipada es:

$$P_{perd.Ron} = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_{on}}^{\theta_{off}} [i_s(\theta)]^2 R_{on} d\theta = \frac{R_{on}}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} [I_{dc} (1 - \alpha \cdot \text{sen}(\theta + \phi))]^2 d\theta$$

$$P_{perd.Ron} = \frac{R_{on} \cdot I_{dc}^2}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} [1 - \alpha \cdot \text{sen}(\theta + \phi)]^2 d\theta$$

$$P_{perd.Ron} = \frac{R_{on} \cdot I_{dc}^2}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} [1 - 2\alpha \cdot \text{sen}(\theta + \phi) + \alpha^2 \cdot (\text{sen}(\theta + \phi))^2] d\theta$$

$$P_{perd.Ron} = \frac{R_{on} \cdot I_{dc}^2}{2\pi} \left[\pi + 4\alpha \cdot \cos \phi + \frac{\pi \cdot \alpha^2}{2} \right]$$

Que utilizando la ecuación 3.23:

$$P_{perd.Ron} = \frac{R_{on} \cdot I_{oef}^2}{\alpha^2 \pi} \left[\pi + 4\alpha \cdot \cos \phi + \frac{\pi \cdot \alpha^2}{2} \right] = \frac{R_{on} \cdot I_{oef}^2}{10,895} [3,14 + 6,283 + 5,446]$$

$$P_{perd.Ron} = 1.365 \cdot R_{on} \cdot I_{oef}^2 \quad (3.33)$$

3.6.3 El tiempo de transición:

Como el voltaje del colector y la corriente del colector son muy pequeños durante la transición apagado - encendido, la potencia disipada durante esa transición es pequeña comparada con la disipada durante la transición encendido - apagado, y por tanto puede despreciarse.

La potencia disipada durante la transición encendido – apagado puede obtenerse asumiendo que la forma de onda de la corriente del colector en ese instante es una rampa, como se muestra en la figura 16, e integrando el producto de voltaje y corriente durante el apagado.

Es conveniente asociar el tiempo de apagado de corriente t_f que tiene por unidad el segundo, a su correspondiente ángulo en radianes, entonces definimos θ_f como:

$$q_f = \frac{t_f}{T} \cdot 2p \quad (3.34)$$

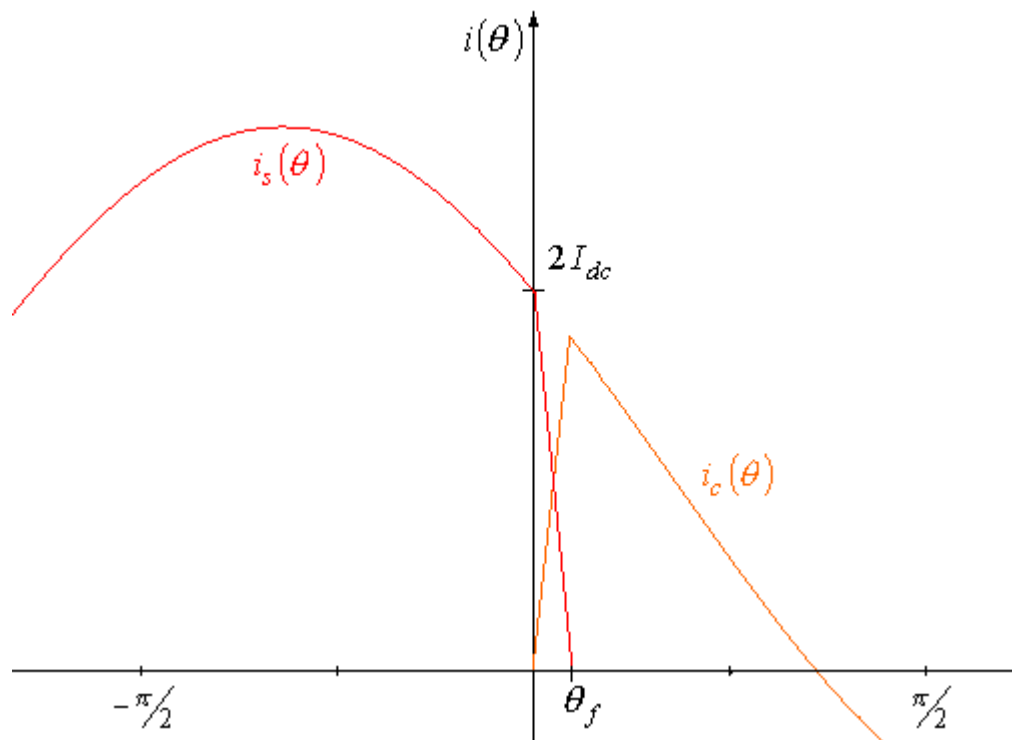


Figura 16: Corrientes en la conmutación encendido-apagado de la llave.

Donde T es el período de la señal con que se está excitando al amplificador. Aclaremos que t_f o θ_f incluyen solamente el tiempo de caída de la corriente, el retraso del tiempo de almacenamiento en la llave equivale a un incremento de la tasa de trabajo y sus efectos son tenidos en cuenta al analizar las pérdidas en R_{on} , dadas por la ecuación 3.33. Como ya indicamos, la forma de onda de corriente durante la transición es una rampa, empezando en $i_{s.off}$ (ecuación 3.30) para cero radianes, en el momento de la conmutación y decayendo hasta $i_s = 0$ en θ_f , por lo tanto:

$$i_s(\theta) = i_{s.off} \left(1 - \frac{\theta}{\theta_f} \right) \quad 0 \leq \theta \leq \theta_f$$

Y aproximadamente la corriente que carga el capacitor es también una rampa:

$$i_c(\theta) \approx i_{s.off} \frac{\theta}{\theta_f} \quad 0 \leq \theta \leq \theta_f$$

Entonces el voltaje del colector durante la transición es una parábola de la forma:

$$v_s(\theta) = v_c(\theta) = \frac{1}{B_s} \int_0^\theta i_c(\theta) d\theta = \frac{i_{s.off}}{B_s} \int_0^\theta \frac{\theta}{\theta_f} d\theta = \frac{i_{s.off}}{2B_s\theta_f} \cdot \theta^2$$

La potencia disipada durante la transición es entonces:

$$P_{perd.trans.} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\theta_f} v_s(\theta) \cdot i_s(\theta) \cdot d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\theta_f} \left(1 - \frac{\theta}{\theta_f}\right) \cdot \frac{i_{s.off}^2}{2B_s\theta_f} \theta^2 \cdot d\theta$$

$$P_{perd.trans.} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{i_{s.off}^2}{2B_s} \int_0^{\theta_f} \left(\frac{\theta^2}{\theta_f} - \frac{\theta^3}{\theta_f^2}\right) d\theta = \frac{i_{s.off}^2}{4\pi \cdot B_s} \left(\frac{1}{3}\theta_f^2 - \frac{1}{4}\theta_f^2\right)$$

$$P_{perd.trans.} = \frac{i_{s.off}^2 \theta_f^2}{48\pi \cdot B_s}$$

Utilizando las ecuaciones 3.21 y 3.30:

$$P_{perd.trans.} = \frac{4I_{dc}^2 \theta_f^2 R_L}{48 \cdot 0.1836 \cdot \pi}$$

Y con 3.13, 3.23 y 3.34 :

$$P_{perd.trans.} = \frac{1}{12} \theta_f^2 R_L I_{oef}^2 = 3.29 \cdot t_f^2 \cdot f^2 R_L I_{oef}^2 \quad (3.35)$$

3.6.4 La inductancia parásita en serie:

La inductancia total del cableado entre el colector real (dentro del paquete del transistor) y el capacitor de (shunt), así como la inductancia del cableado entre el emisor real y tierra también son fuente de pérdida de potencia. Si L_s representa la inductancia total del cableado del circuito colector – emisor, la energía almacenada al apagarlo es:

$$e = \frac{1}{2} L_s \cdot i_{s.off}^2$$

Y la potencia disipada es:

$$P_{perd.Ls} = \frac{1}{2} L_s \cdot i_{s.off}^2 \cdot f$$

Donde f es la frecuencia de conmutación. Para operación óptima con una tasa de trabajo del 50%, la ecuación 3.30 nos dice que $i_{s.off} = 2I_{dc}$, con lo que nos queda:

$$P_{perd.Ls} = \frac{1}{2} L_s \cdot 4I_{dc}^2 \cdot f$$

Y utilizando 3.23:

$$P_{perd.Ls} = \frac{4L_s f}{\alpha^2} I_{oef}^2 = 1.15 \cdot L_s f \cdot I_{oef}^2 \quad (3.36)$$

La potencia es disipada a través de voltaje no nulo y corriente no nula en el colector; las formas de onda reales no son importantes, ya que la energía total disipada es función de L_S y $i_{s\text{-}off}$.

3.7 Las pérdidas en los componentes pasivos:

3.7.1 La resistencia de pérdidas del capacitor C_s :

Hemos llamado R_{ESC_s} a la resistencia equivalente serie del capacitor C_s , y para cuantificar las pérdidas en ella utilizamos el mismo procedimiento que para R_{on} , empleando ahora 0 y π como límites de integración.

$$P_{perd. Re\ scs} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\theta_{on}} [i_c(\theta)]^2 R_{ESC_s} d\theta = \frac{R_{ESC_s}}{2\pi} \int_0^{\pi} [I_{dc}(1 - \alpha \cdot \text{sen}(\theta + \phi))]^2 d\theta$$

$$P_{perd. Re\ scs} = \frac{R_{ESC_s} \cdot I_{dc}^2}{2\pi} \int_0^{\pi} [1 - 2\alpha \cdot \text{sen}(\theta + \phi) + \alpha^2 \cdot (\text{sen}(\theta + \phi))^2] d\theta$$

$$P_{perd. Re\ scs} = \frac{R_{ESC_s} \cdot I_{dc}^2}{2\pi} \left[\frac{\pi \cdot (\alpha^2 + 2)}{2} - 4\alpha \cdot \cos 0.5669 \right]$$

Que utilizando la ecuación 3.23:

$$P_{perd. Re\ scs} = \frac{R_{ESC_s} \cdot I_{oef}^2}{\alpha^2 \pi} \left[\frac{\pi \cdot (\alpha^2 + 2)}{2} - 4\alpha \cdot \cos 0.5669 \right]$$

$$P_{perd. Re\ scs} = \frac{R_{ESC_s} \cdot I_{oef}^2}{10,895} [8,5875 - 6,2829]$$

$$P_{perd. Re\ scs} = 0.2115 \cdot R_{ESC_s} \cdot I_{oef}^2 \quad (3.37)$$

3.7.2 La resistencia de pérdidas del circuito sintonizado:

A la resistencia equivalente serie del conjunto $L_o + \Delta L + C_o$ la hemos denominado R_{ESLC} , y por ella circula la corriente de salida, por lo tanto las pérdidas son:

$$P_{perd. Re\ sLC} = R_{ESLC} \cdot I_{oef}^2 \quad (3.38)$$

3.7.3 La resistencia de pérdidas del choke de RF:

Por el choke de radiofrecuencia circula la corriente I_{dc} y recurriendo nuevamente a la relación que nos da la ecuación 3.23 obtenemos:

$$P_{\text{perd.}RLch} = R_{Lch} \cdot I_{dc}^2 = \frac{2}{\alpha^2} \cdot R_{Lch} \cdot I_{oef}^2$$

$$P_{\text{perd.}RLch} = 0.5768 \cdot R_{Lch} \cdot I_{oef}^2 \quad (3.39)$$

3.8 La sumatoria de pérdidas y el rendimiento:

Definimos ahora P_{PT} a la potencia de pérdidas total, P_{IN} a la potencia entregada por la fuente de alimentación y P_{out} a la potencia útil en la carga. De las ecuaciones 3.33 a 3.39 obtenemos:

$$P_{PT} = P_{\text{perd.}Ron} + P_{\text{perd.}trans.} + P_{\text{perd.}Ls} + P_{\text{perd.}Rescs} + P_{\text{perd.}ResLC} + P_{\text{perd.}RLch} + P_{\text{perd.}Vsat}$$

$$P_{PT} = \left[1.365R_{on} + \frac{\theta_f^2 R_L}{12} + 1.15L_s f + 0.2115R_{ESCs} + R_{ESLC} + 0.5768R_{Lch} \right] I_{oef}^2 + \frac{V_{sat}}{V_{cc}} P_{IN}$$

$$P_{PT} = R_{\mu} \cdot I_{oef}^2 + \frac{V_{sat}}{V_{cc}} P_{IN} \Rightarrow P_{PT} - \frac{V_{sat}}{V_{cc}} P_{IN} = R_{\mu} \cdot I_{oef}^2 \quad (3.40)$$

Como $P_{IN} = P_{out} + P_{PT}$ y $P_{out} = R_L \cdot I_{oef}^2$

$$P_{IN} = R_L \cdot I_{oef}^2 + R_{\mu} \cdot I_{oef}^2 + \frac{V_{sat}}{V_{cc}} P_{IN} \Rightarrow P_{IN} - \frac{V_{sat}}{V_{cc}} P_{IN} = R_L \cdot I_{oef}^2 + R_{\mu} \cdot I_{oef}^2$$

$$P_{IN} \left[1 - \frac{V_{sat}}{V_{cc}} \right] = [R_L + R_{\mu}] \cdot I_{oef}^2 \quad (3.41)$$

Dividiendo miembro a miembro 3.9 por 3.10:

$$\frac{P_{PT} - \frac{V_{sat}}{V_{cc}} P_{IN}}{P_{IN} \left[1 - \frac{V_{sat}}{V_{cc}} \right]} = \frac{R_{\mu}}{[R_L + R_{\mu}]} \Rightarrow P_{PT} = \frac{R_{\mu}}{[R_L + R_{\mu}]} \left[1 - \frac{V_{sat}}{V_{cc}} \right] P_{IN} + \frac{V_{sat}}{V_{cc}} P_{IN}$$

$$P_{PT} = \frac{\left[R_{\mu} + \frac{V_{sat}}{V_{cc}} R_L \right]}{[R_L + R_{\mu}]} \cdot P_{IN} \quad (3.42)$$

Pudiendo ahora calcular el rendimiento como:

$$\eta = \frac{P_{IN} - \sum P_{\text{perd.}}}{P_{IN}} = \frac{P_{IN} - \frac{\left[\frac{V_{sat}}{V_{cc}} R_L + R_{\mu} \right]}{[R_L + R_{\mu}]} \cdot P_{IN}}{P_{IN}} = 1 - \frac{\left[\frac{V_{sat}}{V_{cc}} R_L + R_{\mu} \right]}{[R_L + R_{\mu}]}$$

$$\eta\% = \left[1 - \frac{\left(\frac{V_{sat}}{V_{cc}} R_L + R_{\mu} \right)}{\left(R_L + R_{\mu} \right)} \right] \cdot 100 \quad (3.43)$$

$$\text{Con } R_{\mu} = \left[1.365R_{on} + \frac{\theta_f^2 R_L}{12} + 1.15L_s f + 0.2115R_{ESCS} + R_{ESLC} + 0.5768R_{Lch} \right]$$

La ecuación 3.43 nos dice que para obtener un alto rendimiento, es necesario reducir al mínimo el valor de R_{μ} . Además debemos tener en cuenta que los resultados obtenidos son aplicables para cualquier tipo de transistor utilizado como llave, para los Mesfet y Mosfet sólo será necesario hacer $V_{sat} = 0$.

Las pérdidas debido a voltaje de saturación, resistencia de saturación, tiempo de conmutación no nulo, e inductancia de cableado serán las causas principales de ineficiencia cuando un amplificador de Clase E está ajustado correctamente. Las primeras pueden ser tenidas en cuenta utilizando una tensión de alimentación $V_{ef} = V_{cc} - V_{sat}$, las restantes más las inherentes a los elementos pasivos podemos estimarlas poniendo a R_{μ} en serie con la carga y usando la resistencia total como una resistencia de carga efectiva R_{ef} en lugar de R_L en las ecuaciones del Clase E ideal. En este caso la potencia de salida real será:

$$P_{out-real} = P_{out} \frac{R_L}{R_{ef}} \quad (3.44)$$

La importancia relativa de los varios términos de pérdida depende de la frecuencia y de las características del transistor. En general, la de saturación domina a bajas frecuencias, mientras que a altas frecuencias la de conmutación se vuelve comparable a la de saturación.

3.9 Las pérdidas debidas a un Q finito:

Las derivaciones numéricas y analíticas de las ecuaciones obtenidas hasta el momento, pueden ser hechas sólo asumiendo que la corriente en la rama de carga, $i_o(t)$ es sinusoidal. Esta presunción es estrictamente cierta sólo si el Q cargado de la red es infinito y se obtienen resultados menos precisos para valores progresivamente menores a infinito. Definimos como Q_L al Q cargado del circuito.

$$Q_L = \frac{2\pi \cdot f \cdot (\Delta L + L_o)}{R_{ef}} \quad (3.45)$$

La salida de potencia del amplificador $P_{out-real}$ depende en principio (derivable analíticamente) del voltaje de alimentación (V_{cc}), del tipo de llave y de la resistencia de carga (R_L), pero secundariamente (no derivable analíticamente) del valor elegido para Q_L . Las ecuaciones de diseño

calculadas previamente no incluían la dependencia de $P_{out-real}$ respecto a Q_L y en consecuencia, la potencia de salida es menor que la esperada.

La causa de esta disminución en el rendimiento, se debe a la circulación de corrientes por la red de carga que hasta ahora no habíamos tenido en cuenta. Gracias a la idealización del sintonizado ($Q_L \approx \infty$), las corrientes de frecuencias armónicas no contribuían a la I_{oef} utilizada en los cálculos y análisis previos, ahora debemos considerar la corriente eficaz dada por la ecuación 3.15, esto hará que disminuya la potencia de salida, ya que anteriormente sólo habíamos utilizado la corriente eficaz de la fundamental.

$$I_{oef} = \sqrt{I_{oef1}^2 + I_{oef2}^2 + I_{oef3}^2 + \dots} \quad (3.46)$$

El Q es una variable de libre elección para el diseñador. Para el caso ideal es evidente, según la ecuación 3.45, que L_o deberá ser infinita. Para el caso totalmente opuesto en el que ésta sea cero, el Q_L quedará determinado únicamente por el valor de Δ_L con el que se obtenga la forma de onda de voltaje de conmutación requerida, para que se cumplan las condiciones de las ecuaciones 3.7 y 3.8. El análisis numérico exacto en esta situación, para la elección usual de la tasa de trabajo del 50%, limita el diseño a el uso de un $Q_L \geq 1.7879$.

El objetivo es ahora encontrar nuevas ecuaciones de diseño para C_s, C_o y $L(L_o + \Delta_L)$, que contemplen la existencia de un Q real. Debido a que esto no puede hacerse de forma directa teniendo a Q_L como una variable más dentro de las ecuaciones, debemos obtener los valores del circuito para cada Q_L en particular.

La Tabla 1, [Kazimierzuk y Puczko, Ref.10] da soluciones numéricas exactas normalizadas de la potencia de salida y los valores de C_s, C_o y R_L para ocho valores de Q_L en el rango de 1.7879 a infinito. Avratoglu y Voulgaris –Ref.11- dan un análisis y soluciones numéricas como gráficos pero no dieron tablas ni ecuaciones de diseño ajustadas a los resultados numéricos.

Q_L	$\frac{P_{out} \cdot R_{ef}}{(V_{CC} - V_{sat})^2}$	$C_s \cdot 2\pi \cdot f \cdot R_{ef}$	$C_o \cdot 2\pi \cdot f \cdot R_{ef}$
Infinito	0.576801	0.18360	0
20	0.56402	0.19111	0.05313
10	0.54974	0.19790	0.11375
5	0.51659	0.20907	0.26924
3	0.46453	0.21834	0.63467
2.5	0.43550	0.22036	1.01219
2	0.38888	0.21994	3.05212
1.7879	0.35969	0.21770	Infinito

Tabla 1 : Kazimierzuk y Puczko -Ref 9- .

En el año 2001, el Ingeniero Nathan O. Sokal -Ref.12- utilizando la técnica de cuadrados mínimos, elabora ecuaciones de diseño como funciones matemáticas continuas ajustadas a estos ocho conjuntos de datos. Utilizando estas ecuaciones es posible diseñar circuitos para cualquier valor arbitrario de Q_L . Son muy similares a las ya obtenidas para el amplificador ideal, afectadas ahora por un coeficiente que es función del Q_L elegido (3.45) y utilizando V_{ef} en lugar de V_{cc} y R_{ef} por R_L para tener en cuenta el conjunto de factores de pérdidas.

$$P_{out} = \left(\frac{(V_{CC} - V_{sat})^2}{R_{ef}} \right) \left(\frac{2}{\left(\frac{p^2}{4} + 1 \right)} \right) F_{(función)}(Q_L) \quad (3.47)$$

Reproducimos abajo las ecuaciones resultantes de la utilización de un polinomio de segundo orden en el ajuste por cuadrados mínimos, ecuaciones 3.48, 3.49 y con la utilización de un polinomio de tercer orden, ecuaciones 3.50, 3.51 .

$$P_{out} = \left(\frac{(V_{CC} - V_{sat})^2}{R_{ef}} \right) 0.576801 \left(1.001245 - \frac{0.451759}{Q_L} - \frac{0.402444}{Q_L^2} \right) \quad (3.48)$$

Por lo tanto:

$$R_{ef} = \left(\frac{(V_{CC} - V_{sat})^2}{P_{out}} \right) 0.576801 \left(1.001245 - \frac{0.451759}{Q_L} - \frac{0.402444}{Q_L^2} \right) \quad (3.49)$$

$$P_{out} = \left(\frac{(V_{CC} - V_{sat})^2}{R_{ef}} \right) 0.576801 \left(1.0000086 - \frac{0.414395}{Q_L} - \frac{0.577501}{Q_L^2} + \frac{0.205967}{Q_L^3} \right) \quad (3.50)$$

$$R_{ef} = \left(\frac{(V_{CC} - V_{sat})^2}{P_{out}} \right) 0.576801 \left(1.0000086 - \frac{0.414395}{Q_L} - \frac{0.577501}{Q_L^2} + \frac{0.205967}{Q_L^3} \right) \quad (3.51)$$

Las ecuaciones de diseño para C_o y C_s que cumplen con los datos en la Tabla 1 son dadas a continuación. Los últimos términos de estas ecuaciones (3.52, 3.53 , 3.54) son ajustes que se hacen para tener en cuenta los pequeños efectos de la susceptancia no nula de L_{ch} .

$$C_s = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot R_{ef} \left(\frac{\pi^2}{4} + 1 \right) \frac{\pi}{2}} \left(0.99866 + \frac{0.91424}{Q_L} - \frac{1.03175}{Q_L^2} \right) + \frac{0.6}{(2\pi \cdot f)^2 L_{ch}} \quad (3.52)$$

$$C_s = \frac{1}{34.2219f \cdot R_{ef}} \left(0.99866 + \frac{0.91424}{Q_L} - \frac{1.03175}{Q_L^2} \right) + \frac{0.6}{(2\pi \cdot f)^2 L_{ch}} \quad (3.53)$$

$$C_o = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot R_{ef}} \left(\frac{1}{Q_L - 0.104823} \right) \left(1.00121 + \frac{1.01468}{Q_L - 1.7879} \right) - \frac{0.2}{(2\pi \cdot f)^2 L_{ch}} \quad (3.54)$$

Finalmente, L_o es calculada con 3.55, y queda determinada por la elección del diseñador para Q_L , el valor de R_{ef} se obtiene de la ecuación 3.49 o 3.51:

$$L_o + \Delta L = \frac{Q_L R_{ef}}{2\pi \cdot f} \quad (3.55)$$

3.10 La influencia del consumo en la excitación:

El consumo de toda la etapa de excitación depende en gran medida del tipo de llave elegida en el diseño, haciéndose imposible obtener resultados analíticos generalizados, ya que dependen de cada caso en particular. Sólo podemos decir que a medida que aumenta la potencia del amplificador, éstas se hacen menos importantes a la hora de calcular el rendimiento total, ya que V_{sat} va perdiendo peso frente al aumento de V_{cc} .

4 Amplificador clase F

Un amplificador clase F se caracteriza por una red de carga resonante en una o más frecuencias así como en la de portadora. El dispositivo activo opera básicamente como fuente de corriente o fuente de corriente saturante como sucede en el clase C.

En la figura 17 se muestra un amplificador de tercera armónica de picos operando en clase F.

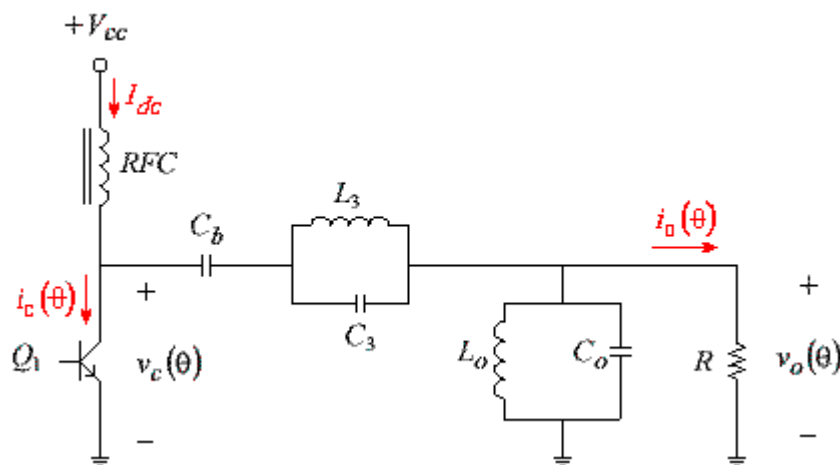


Figura 17 Circuito de un amplificador de potencia clase F de tercera armónica de picos.

El transistor opera como fuente de corriente produciendo la misma media onda senoidal que en el clase B. El circuito sintonizado a la frecuencia fundamental da paso a las armónicas originando un

voltaje de salida senoidal. Sin embargo, el resonador de tercera armónica hace posible una componente de tercera armónica en el voltaje de colector, lo que aplanará a éste dando una eficiencia más alta y una capacidad de potencia de salida también más elevada.

Si se supone que la corriente de colector de media onda senoidal produce un voltaje de salida $V_{om} \text{sen}(\theta)$ como en clase B y que además la amplitud y fase del voltaje de tercera armónica se pueden controlar, entonces:

$$v_c(\theta) = V_{cc} + V_{om} \text{sen} \theta + V_{cm3} \text{sen} 3\theta$$

Este voltaje se muestra en la figura 18.

Si se hace $V_{cm3} = V_{om} / 9$ se produce un aplanamiento máximo en el voltaje de colector

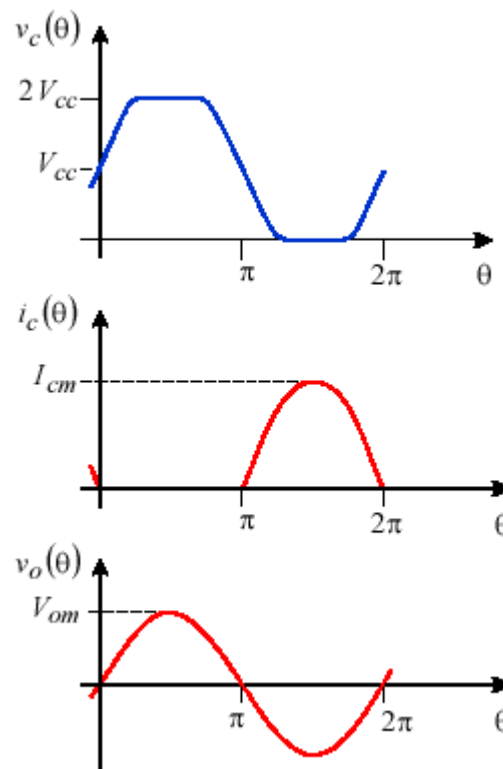


Figura 18. Formas de onda de un amplificador de potencia clase F de tercera armónica de picos

La salida máxima se da cuando el punto mínimo de $v_c(\theta)$ es cero.

Entonces $V_{om} = \frac{9}{8} V_{cc}$ para transistores ideales.

Se demuestra que la eficiencia es:

$$\eta\% = \frac{\pi V_{om}}{4 V_{cc}} = \frac{9 \pi}{8 \cdot 4} \approx 88.4\%$$

La amplitud y fase correctas de la tercera armónica se pueden lograr mediante sintonía adecuada y una ligera saturación del dispositivo.

5 Amplificador clase G

Los amplificadores clase G son utilizados a frecuencias de audio, la topología de los mismos puede observarse en la figura 19, en esta queda de manifiesto la utilización de dos fuentes de alimentación, ambas de tensión partida. La de bajo nivel V_{cc1} acoplada a través de un diodo de potencia, y la de alto nivel V_{cc2} a través de un transistor mosfet de potencia.

Cuando los niveles de la señal de entrada no requieren que la tensión pico de salida supere a $V_{cc1} - V_{sat}$ los transistores mosfet se encontrarán abiertos y cuando esta condición se revierta y la tensión pico a la salida deba superar a $V_{cc1} - V_{sat}$ el comparador hará que los transistores cambien a la condición on alimentando al par complementario con la tensión $\pm V_{cc2}$.

La topología del amplificador es la básica de la clase A/B, esto asegura una buena linealidad, y se obtiene un mayor rendimiento gracias a la conmutación de las fuentes de alimentación. El aumento del costo de fabricación debido a la mayor complejidad del circuito se ve compensado con un ahorro en el de la fuente de alimentación, que debido a la mejora en el rendimiento del conjunto amplificador, es más pequeña y por lo tanto más económica.

La distorsión cruzada es similar a la de la Clase B, y se suma la de conmutación que ocurre en cada transición de nivel de salida (cuando las fuentes de alimentación cambian de vía a vía, se puede generar ruido)

Conclusión: La topología es usada en amplificadores de alta eficiencia, donde costo y distorsión no son factores clave.

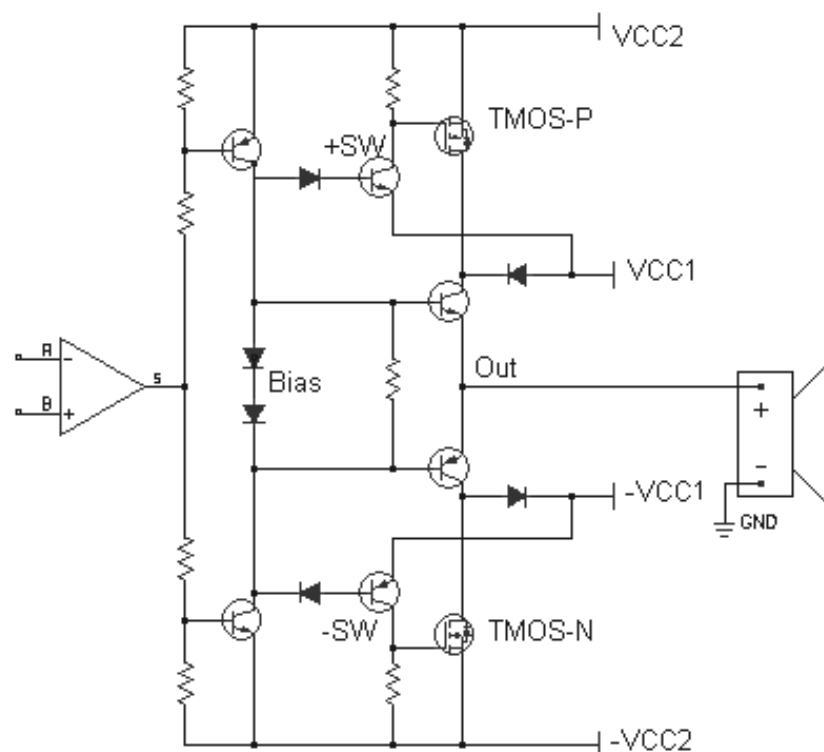


Figura 19: Circuito de un amplificador de potencia clase G.

6 Amplificador clase H

Este es básicamente un amplificador Clase AB, pero con un método de alimentación que varía dinámicamente las tensiones de las fuentes. La sobrealimentación de voltaje debe ser hecha con un convertor DC-DC, (figura 20).

Esta topología usa dos vías variables, una positiva y otra negativa. A bajos niveles de salida, $\pm V_{cc}$ queda fijo, digamos, a ± 10 Volts.

Determinado por la referencia (+10 volts) y el sentido de V_0 , TMOS-P y TMOS-N mantienen el PWM a ± 10 Volts regulados. Cuando el controlador alcanza 10V (referencia) de señal pico, el convertor Buck sigue el voltaje del controlador agregando la señal por encima de los 10V, entonces los terminales de salida del regulador PWM incrementan el voltaje de colector a los transistores de potencia del Clase AB, tal como un voltaje de envolvente sobre la señal de salida (ver esquema)

De esta manera la disipación de potencia y la eficiencia se optimizan cuando se entrega más que los 10V de pico. La topología de Clase H es básicamente una combinación de las topologías de Clase A/B y D. Este es quizás el amplificador más eficiente entre los que se utilizan a frecuencias de audio. Puede entregar la potencia de salida especificada con un transformador menor y menos disipación que los Clase AB convencionales. Podemos mencionar como ventaja el hecho de no tener ruido de conmutación debido a las salidas lineales y como desventaja el incremento en la complejidad del circuito y el aumento del costo. Conclusión: La topología Clase H se usa en amplificadores de alta eficiencia, donde el costo no es objeto.

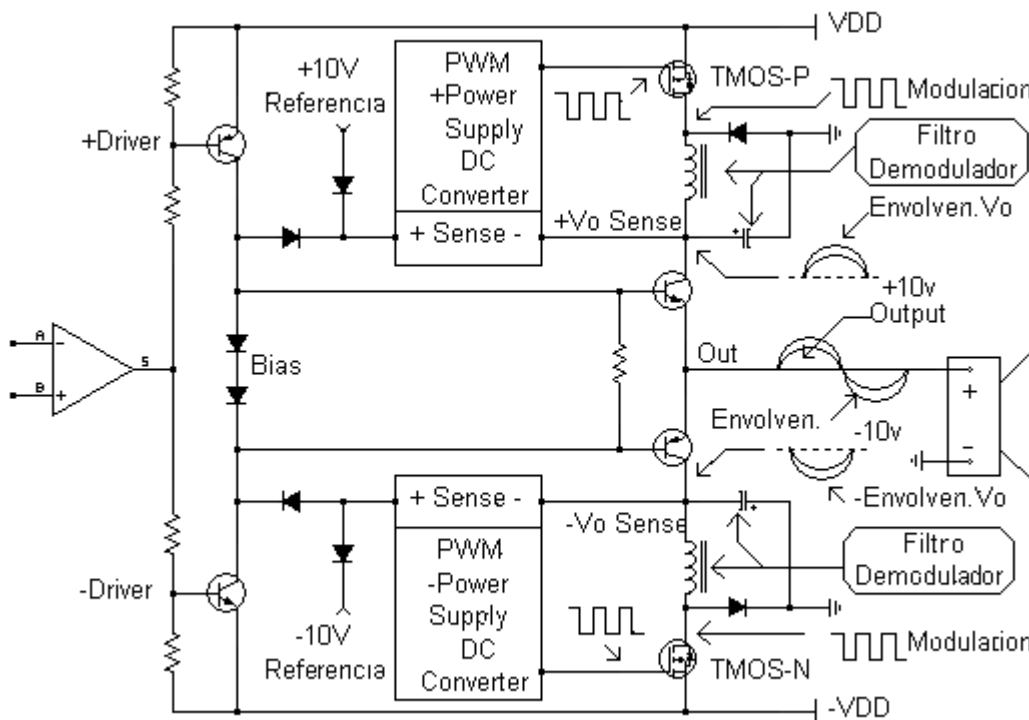


Figura 20: Circuito de un amplificador de potencia clase H.

7 Amplificador clase S

7.1 Amplificación y Modulación:

La técnica de la clase S se inventó en 1932, y solo pudo popularizarse en la última década gracias a la incorporación en el mercado de dispositivos mucho más veloces, que permitieron llevarla a la práctica. Esta clase puede utilizarse tanto para amplificación (figura 21) como para modulación (figura 22). Ambas configuraciones utilizan transistores y diodos para formar un conmutador de dos posiciones, como en un amplificador clase D.

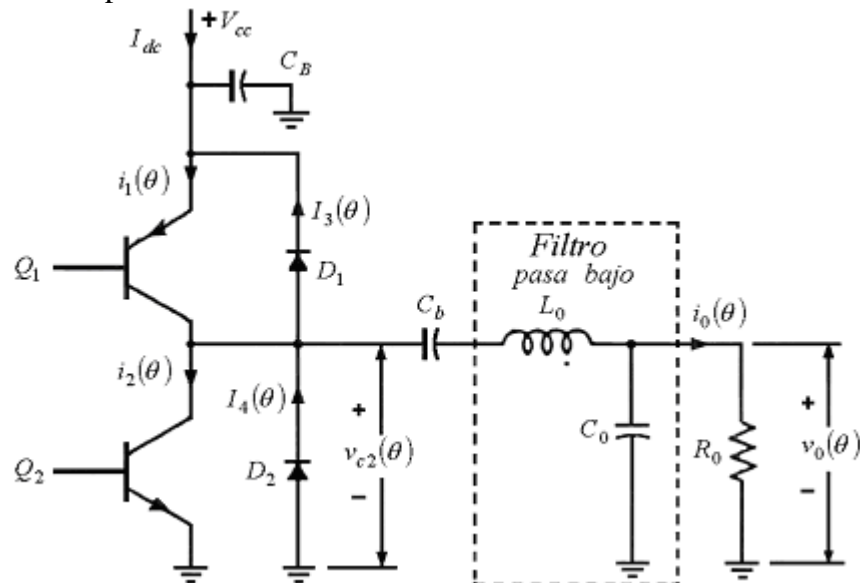


Figura 21: Circuito de un amplificador de potencia clase S.

La diferencia radica, en que la forma de onda de voltaje rectangular, se aplica a un filtro pasa bajo que permite que sólo aparezca en la carga su componente de voltaje de C.C. (de variación lenta) o su componente promedio de voltaje. El ancho de los pulsos varía de acuerdo a la tasa de operación, y se producen salidas promedio diferentes. La variación controlada del ancho de los pulsos, origina entonces que la salida varíe para dar lugar a una señal deseada. La eficiencia de un amplificador clase S ideal es del 100 por ciento.

La configuración de un circuito para amplificación (figura 21) y de uno para modulación (figura 22) en clase S son muy semejantes, en ambas el componente promedio de variación lenta o de C.C. de la forma de onda de voltaje $v_{C2}(\theta)$ o $v_D(\theta)$ se acopla a la carga R mediante un filtro pasa bajo L_0, C_0 , originando el voltaje de salida $v_0(\theta)$ y la corriente de salida $i_0(\theta)$. El filtro pasa bajo se encuentra configurado con un inductor a la entrada, y por lo tanto una alta impedancia a la frecuencia de conmutación y sus armónicos, evitando la circulación de corrientes importantes. La corriente de salida $i_0(\theta)$ se produce por la aplicación de $v_0(\theta)$ a la carga R.

Un amplificador (figura 21) produce una corriente de salida que puede ser positiva o negativa; se requieren entonces dos transistores y dos diodos, como se muestra. Un modulador (figura 22) sólo produce corriente positiva, y por lo tanto, sólo necesita de un transistor y un diodo. El capacitor de bloqueo C_b de C.C. en el amplificador se lo puede eliminar si se dispone de fuente de alimentación partida.

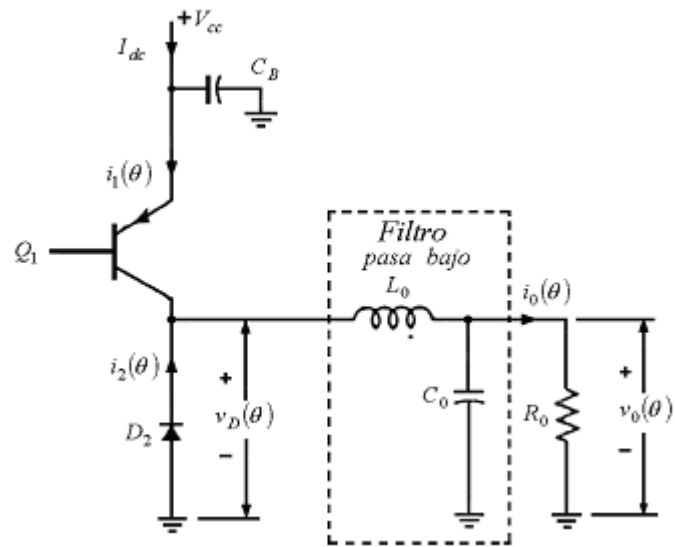


Figura 22: Circuito modulador clase S.

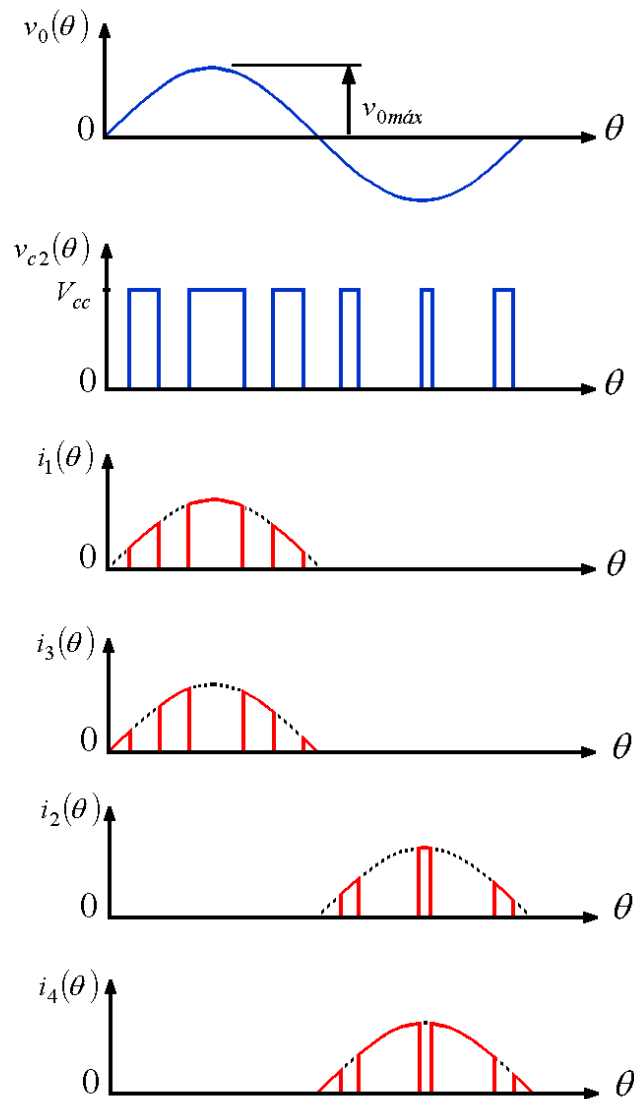


Figura 23: Formas de onda de un amplificador de potencia clase S

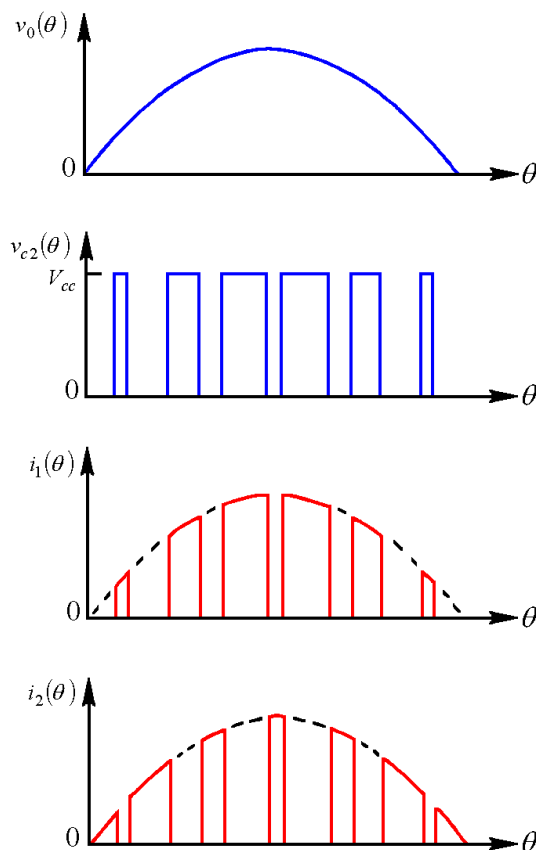


Figura 24: Formas de onda de un modulador clase S

El voltaje de salida del modulador puede tener cualquier valor entre 0 y V_{cc} . En consecuencia, la

salida pico de un modulador clase S es: $P_{o(mod)} \leq \frac{V_{cc}^2}{R}$

En el amplificador mostrado, $V_{om} \leq 1/2V_{cc}$ y para señales sinusoidales.

$$P_{o(amp)} = \frac{V_{om}^2}{2R} \leq \frac{V_{cc}^2}{8R}$$

En cualquier caso, los dispositivos activos no experimentan nunca voltaje y corriente no nulos simultáneamente, de esta manera el amplificador y el modulador son en teoría eficientes en un 100 por ciento. Para un amplificador clase S, $P_{m\acute{a}x} = V_{cc}^2 / 8R$, igual que para uno de clase B.

7.2 Eficiencia

El amplificador clase S, como todos los de conmutación, tiene una eficiencia menor del 100% a causa de los efectos del voltaje y de resistencia de saturación, de capacitancia en derivación y del tiempo no nulo de transición. Los efectos de los tres primeros pueden tratarse de la misma manera en que se analizaron en el amplificador clase D. El voltaje de saturación se maneja usando $V_{eff} = V_{cc} - V_{sat}$ y la resistencia de saturación es equivalente a un resistor en serie con la carga. Así $V_{eff} = V_{DD}R / (R + R_{on})$. Cada transición del conmutador carga a la capacitancia de derivación y la potencia de pérdidas puede calcularse con

$$P_s = \left(\frac{1}{2} L_s I_{dc}^2 \right) (2f) = L_s I_{dc}^2 f = \frac{1}{2\pi} X_s I_{dc}^2 = I_{dc}^2 R_s$$

Donde L_s es debida a la longitud de los conductores en serie con el terminal de colector y X_s es la reactancia de L_s a la frecuencia f . Este efecto opera como una resistencia R_s en serie con la fuente de corriente continua, y por consiguiente reduce las potencias de entrada y salida, y por lo tanto la eficiencia. Todo esto último si el amplificador opera con una fuente única de $+V_{cc}$. La utilización de un amplificador clase S con una fuente de $\pm V_{cc}$ duplica el número de transistores para los que se saca corriente de carga de la fuente y requiere así duplicar la potencia disipada.

Los efectos del tiempo de transición sobre la eficiencia pueden analizarse aproximadamente en forma semejante a la que se usó para el amplificador clase D. Sin embargo, como difieren las formas de onda de corriente, las fórmulas establecidas para la clase D no se aplican en la S. En general, la corriente de salida es esencialmente constante durante el tiempo de transición. Si se suponen voltajes y corrientes de transición lineal, la potencia disipada en una conmutación es $P_{dT} = \theta_s^2 V_{cc} |i_o| / 4\pi$ donde θ_s es el tiempo de transición convertido a radianes (a la frecuencia de conmutación) e i_o es el valor de la corriente de salida en la transición que se estudia.

Como hay dos transiciones en cada ciclo de la frecuencia de conmutación, la potencia promedio disipada (en un ciclo de la señal que va a ser amplificada) es

$$P_d = \frac{\theta_s^2}{4\pi} V_{cc} A$$

Donde A indica 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:

$$i_o(\theta) = V_{cc} |\text{sen } \theta| / R \Rightarrow A = 2V_{cc} / \pi R$$

Para un modulador con salida de onda senoidal montada sobre una continua:

$$i_o(\theta) = V_{cc} (1 + \text{sen } \theta) / 2R \Rightarrow A = V_{cc} / 2R$$

Se puede utilizar un voltaje efectivo de $V_{eff} = V_{cc} P_o / (P_o + P_d)$ para incluir aproximadamente los efectos de P_d .

7.3 Modulación por ancho de pulso

La modulación por ancho de pulso (PWM: pulse-width modulation) requerida para amplificación clase S, se puede realizar mediante tres técnicas. La primera (que veremos a continuación) usa un comparador de voltaje; la segunda utiliza un multivibrador astable, en el cual las corrientes de carga varían diferenciadamente, mientras una aumenta la otra decrece; La tercera técnica, que se usa en reguladoras de conmutación, compara la salida del filtro con la señal de entrada y activa al conmutador si la diferencia entre los dos voltajes excede de un valor establecido.

En la figura 25 y figura 26 se muestra el método del comparador para la producción de la PWM. La señal de entrada y una onda triangular periódica a la frecuencia de conmutación se aplican a un

comparador. El comparador produce una salida “alta” cuando la señal de entrada es mayor que la onda triangular y una salida “baja” cuando ocurre lo contrario. El resultado es que la anchura de los pulsos “altos” varía linealmente con la amplitud de la señal de entrada.

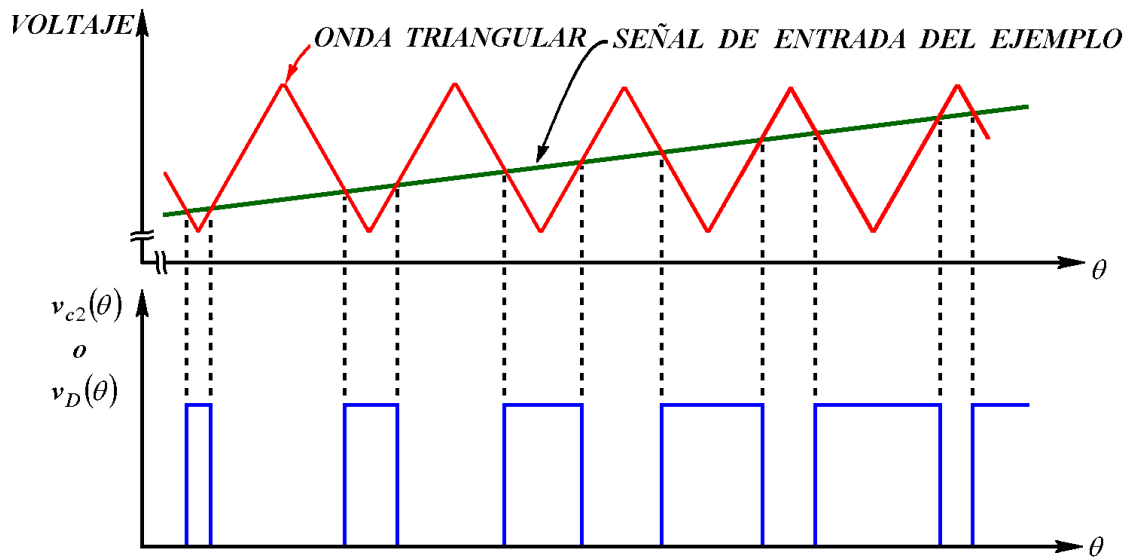


Figura 25: Generación de PWM con un comparador. Formas de onda.

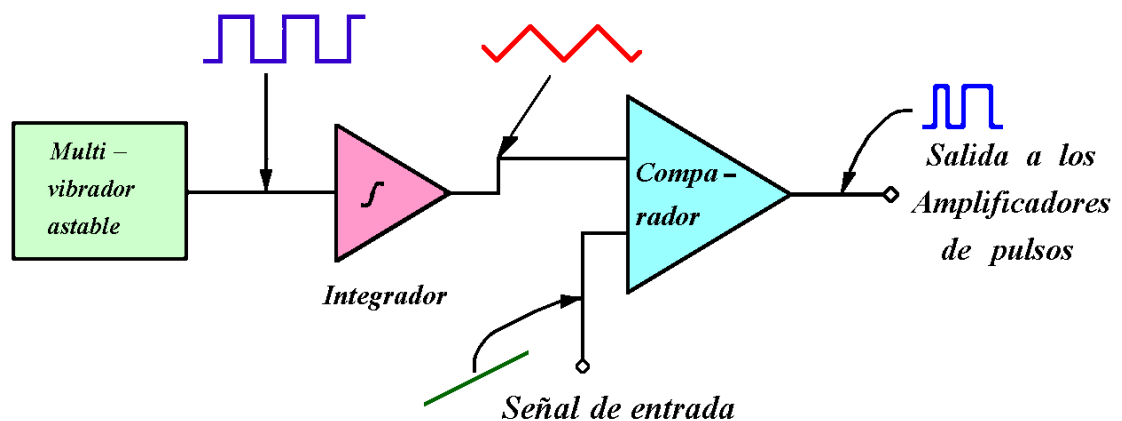


Figura 26: Generación de PWM con un comparador. Diagrama en bloques.

La linealidad de este método de PWM depende de la habilidad del comparador para reaccionar con rapidez frente a cambios en sus entradas y de la linealidad de la onda triangular. Esta onda triangular puede suministrarse directamente de un circuito integrado generador de funciones, u obtenerse por integración de la salida de onda cuadrada de un multivibrador astable. Un integrador activo es generalmente más lineal, pero un integrador RC simple es menos costoso y consume menos potencia.

Si se utiliza un integrador RC, existirá un compromiso entre la amplitud y la linealidad de la onda triangular. Una sección de ascenso de la onda triangular se puede describir por

$$v_1(t) = V_{cc} \left(1 - e^{-t/RC} \right) = V_{cc} \left(\frac{t}{RC} - \frac{t^2}{2! R^2 C^2} + \frac{t^3}{3! R^3 C^3} - \dots \right)$$

Mientras t sea mucho menor a RC , el voltaje pico a pico de la onda triangular es simplemente el primer término en la ecuación con $t = \frac{1}{2} f_s$. De modo similar el segundo término representa la diferencia respecto a una onda triangular ideal y, consecuentemente, la distorsión. Es evidente que la razón de la distorsión del voltaje entre crestas mejora en la medida que el voltaje de salida decrece.

Referencias

1. N. O. Sokal and A. D. Sokal, "High-Efficiency Tuned Switching Power Amplifier". US Patent 3,919,656, Nov 11, 1975 (now expired, includes a detailed technical description).
2. N. O. Sokal and A. D. Sokal, "Class E- A New Class of High-Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers". IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol SC-10, No. 3, pp 168-176, June 1975. (The text of Reference 1 cut to half-length; retains the most-useful information. Text corrections available from N. O. Sokal.)
3. T. Sowlati, C. A. T. Salama, J. Sitch, G. Rabjohn, and D. Smith, "Low Voltage, High Efficiency GaAs Class E Power Amplifiers for Wireless Transmitters". IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol 30, No. 10, pp 1074-1080, Oct 1995. The same authors and almost-identical title and text appear in Proceedings of the IEEE GaAs IC Symposium, Philadelphia, Pennsylvania, Oct 18-19, 1994, IEEE Catalog No. 0-7803-1975-3/94, pp 171-174. [24 dBm = 0.25 W output at 835 MHz, at >50% power-added efficiency using integrated impedance-matching networks (PAE would be 75% with hybrid matching networks), from an 8.4-mm² GaAs IC at 2.5 V dc.]
4. T. B. Mader and Z. B. Popovic, "The Transmission-Line High-Efficiency Class-E Amplifier". IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol 5, No. 9, Sep 1995, pp 290-292. (0.94 W at 1 GHz at 75% drain efficiency, 73% PAE; 0.55 W at 0.5 GHz at 83% drain efficiency, 80% PAE; Siemens CLY5 GaAs MESFET.)
5. F. Javier, J. Luis, A. Asensio, and G. Torregrosa, "High-Efficiency Load-Pull Harmonic Controlled Class-E Power Amplifier". IEEE Microwave Guided Wave Lett, vol. 8, pp. 348-350, October, 1998.
6. V. Gudimta and A. Kain, "Design and Validation of Load Networks For Broadband Class E Amplifiers Using Nonlinear Device Models". IEEE MTT-S International Symposium Digest, vol. 2, pp. 823-826, 1999.
7. F. H. Raab, "Idealized Operation of the Class E Tuned Power Amplifier," IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol CAS-24, No. 12, pp 725-735, Dec 1977.
8. M. Kazimierczuk, "Effects of the collector current fall time on class E tuned power amplifier," IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. SC-18, pp. 181-193, April, 1983.
9. F. H. Raab and N. O. Sokal, "Transistor Power Losses in the Class E Tuned Power Amplifier," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol SC-13, No. 6, pp 912-914, Dec 1978.
10. M. K. Kazimierczuk and K. Puczko, "Analysis of Class E Tuned Power Amplifier at any Q and Switch Duty Cycle," IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol CAS-34, No. 2, pp 149-159, Feb 1987.
11. Ch. P. Avratoglu and N. C. Voulgaris, "A New Method for the Analysis and Design of the Class E Power Amplifier Taking into Account the QL Factor," IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol CAS-34, No. 6, pp 687-691, June 1987.
12. Nathan O. Sokal, WA1HQC "Class-E RF Power Amplifiers" Lexington, MA 02420-2404, Jan/Feb 2001
13. http://www.andrew.com/products/trans_line/
14. N. O. Sokal and F. H. Raab, "Harmonic Output of Class-E RF Power Amplifiers and Load Coupling Network Design," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol SC-12, No. 1, pp 86-88, Feb 1977.
15. Osman Palamutçuoğullari, "Optimización de Amplificadores MOS Clase E para las Aplicaciones Inalámbricas" Istanbul Technical University, Electrical & Electronics Faculty 34469, Maslak, Istanbul, Turquía.
16. AN267/D. MOTOROLA. SEMICONDUCTOR APPLICATION NOTE " Matching Network Designs with Computer Solutions". Motorola, inc. 1993.
17. Georges Metzger and Jean-Paul Vabre. "Transmission lines with pulse excitation"
18. Informe técnico del Grupo NORDIX S.A. "Características de las líneas de transmisión por conductores metálicos". <http://www.nordix.es/>