

AMPLIFICADORES DE ALTA EFICIENCIA

Nelson Antonio Becerra Carrillo
nelsonabc25@hotmail.com

Jaime Alberto López Rincón
jaimealopezr@yahoo.com

Universidad del Quindío
Programa de Ingeniería Electrónica
Facultad de Ingenierías
Armenia, Colombia
2005

Amplificadores de Alta Eficiencia

Los circuitos amplificadores son clasificados de acuerdo a su configuración y a los métodos de operación en clase A, B, AB, C, D, E, F, G, H y S. Los primeros (A-C) exhiben una eficiencia aceptable para algunas aplicaciones, mientras que los últimos (D-S) presentan altas eficiencias que permiten aplicaciones en radiocomunicaciones donde juega un papel muy importante la potencia de salida en relación con la potencia disipada por el amplificador. En este trabajo se describen los amplificadores clase E, F, G, H y S, observando sus modos de trabajo junto con sus características más importantes.

Amplificador clase E:

Un amplificador clase E utiliza un solo transistor energizado para operar como un conmutador, conectado a una red de carga pasiva. La red de carga menos complicada consiste en un circuito sintonizado en serie (Lo - Co) que conecta el colector a la carga y una capacitancia C que desvía a tierra al colector. La capacitancia C de derivación está conformada por la capacitancia C1 inherente al transistor y la C2, que se agrega para hacer que el amplificador opere en la forma deseada. Como el amplificador clase E puede utilizar la capacitancia en derivación con el conmutador, las pérdidas de potencia que ocurrirían en la operación clase C, a causa de esa capacitancia, pueden eliminarse, mejorando así la eficiencia global del amplificador. La Figura 1 muestra un amplificador clase E.

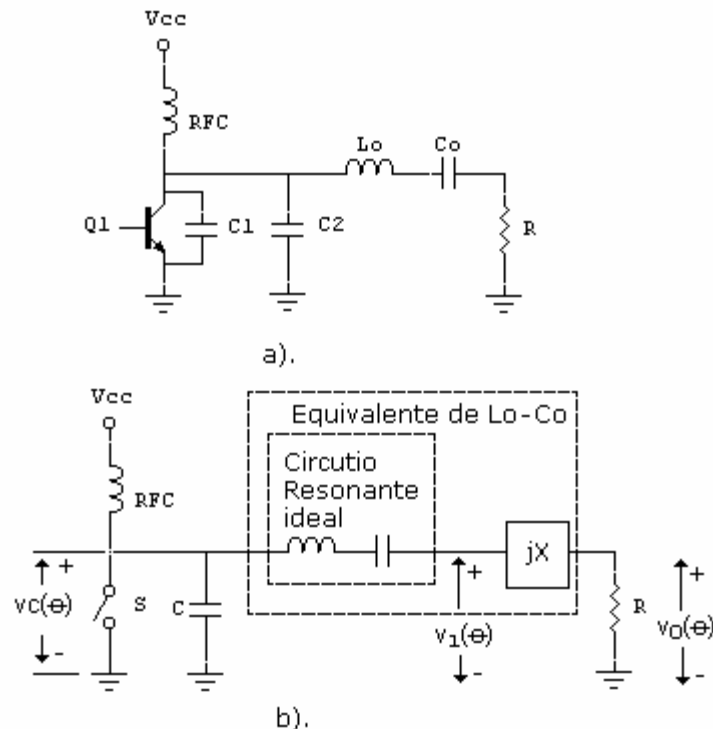


Figura 1. Amplificador clase E. a) Circuito b) Circuito Equivalente

Operación y análisis

La operación de un amplificador clase E puede analizarse mediante cuatro supuestos respecto al circuito:

1. La bobina RFC tiene una reactancia lo suficientemente grande para que la corriente I_{dc} que circule por ella sea constante.
2. El Q del circuito de salida serie sintonizado ($L_o - C_o$) es lo suficientemente grande como para que la corriente de salida (y consecuentemente el voltaje sea sinusoidal).
3. El transistor Q1 se energiza para operar como un conmutador S que se encuentra encendido (y lo atraviesa un voltaje cero) o apagado (atravesado por corriente cero), salvo lapsos muy breves durante las transiciones entre los dos estados.
4. La capacitancia C es independiente del voltaje (es decir, no hay efectos de varactor).

Cuando el conmutador S está encendido, el voltaje de colector $v_c(\theta)=0$, la corriente $i_c(\theta)$ en C es por lo tanto nula y la de colector $i_s(\theta)$ es la diferencia $I_{dc}-i_o(\theta)$. Cuando s esta apagado, la corriente de colector $i_s(\theta) = 0$ y la del capacitor es por consiguiente la diferencia $I_{dc}-i_o(\theta)$ y la forma de onda de voltaje de colector se produce entonces por el cargado del capacitor C de derivación. Cuando el conmutador S cambia de apagado a encendido, cualquier carga en C desaparece en forma instantánea prácticamente. Las formas de descarga carecen de importancia, pues la potencia total involucrada depende sólo de la capacitancia y del voltaje en ella precisamente antes de la descarga.

La determinación de las formas de onda de corriente y de voltaje en un clase E es algo más difícil de realizar que un clase D, pues ninguna forma de onda esta especificada explícitamente dentro del ciclo total de RF. La magnitud de I_{dc} de la corriente de entrada en c.c. y la amplitud $I_{om} = V_{om}/R$ y la fase ϕ de la corriente de salida de R.F, determinan los parámetros de la forma de onda de voltaje de colector cuando el conmutador está apagado, de esta manera

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

donde y es el tiempo de conmutación (en radianes) y B es la susceptancia de la capacitancia de derivación C a la frecuencia de operación. La componente de frecuencia fundamental de este voltaje es $v_1(\theta)$ y queda aplicada a $R + jX$ para determinar la corriente, voltaje y potencia de salida de RF. Además, la componente de c.c. de la forma de onda del voltaje de colector debe ser V_{cc} . La solución simultánea de las ecuaciones generadas por estas restricciones determina la operación de un amplificador clase E con un conjunto dado de elementos de circuito y ciclo de trabajo.

Operaciones y diseños óptimos

Todos los elementos del circuito equivalente del amplificador clase E idealmente carecen de pérdidas; el único mecanismo de pérdida es la descarga de la capacitancia en derivación cuando el conmutador pasa de apagado a encendido. Si se pueden seleccionar los elementos del circuito de tal suerte que el voltaje de colector se haga cero precisamente cuando se encienda el conmutador S, no se descargará energía alguna y la eficiencia será del 100 por ciento (para componentes ideales). Normalmente existen valores de B y X que producirán este comportamiento para un ciclo de trabajo y .

La operación clase E óptima impone una restricción adicional sobre la elección de B y X: la pendiente ($dv_c(\theta)/d\theta$) de la forma de onda del voltaje de colector debe ser cero en el instante en el que S se encienda. Esto a su vez implica que la corriente de colector debe ser cero precisamente después de que S se encienda como se muestra en la Figura 2. Como el voltaje y la corriente de colector son cero en el tránsito de S

de apagado a encendido, la potencia disipada en ese tránsito es despreciable. Un beneficio adicional de la operación óptima es una sensibilidad reducida ante variaciones pequeñas en los elementos de circuito, de la frecuencia y del ciclo de operación.

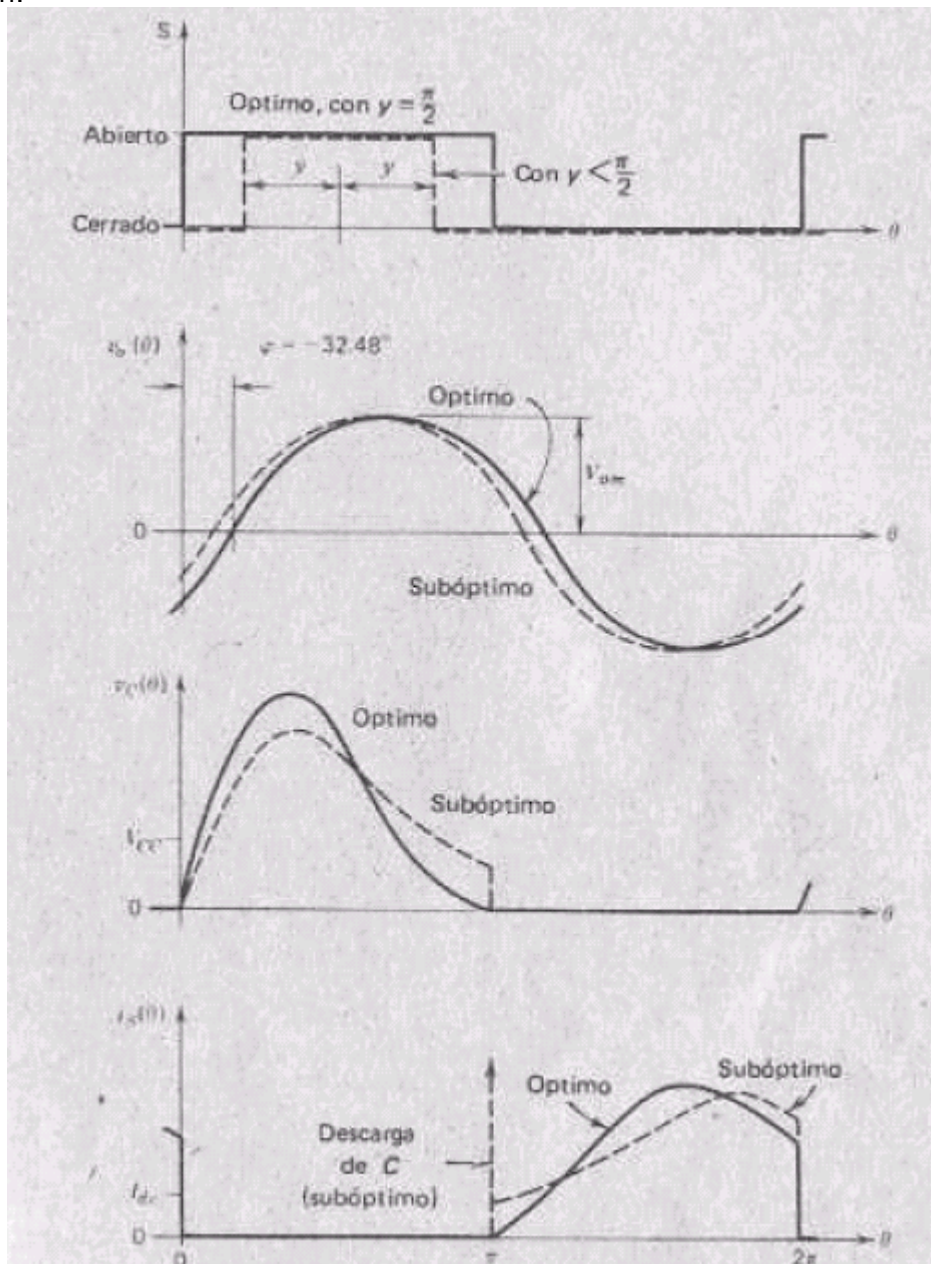


Figura 2. Formas de onda de un amplificador clase B

Para determinar los valores de B y X para operación óptima, es menester en primer lugar anular simultáneamente y su derivada respecto a θ para $\theta = \pi/2 + y$. Esto de $\phi = -32.48^\circ$, $B = 0.1836/R$, y $X = 1.152R$. el voltaje y la operación de salida son entonces

$$V_{om} = \frac{2}{\sqrt{1 + \pi^2/4}} \quad V_{cc} \approx 1.074V_{cc}$$

$$P_o = \frac{2}{1 + \pi^2/4} \frac{V_{cc}^2}{R} \approx 0.577 \frac{V_{cc}^2}{R}$$

y la corriente de entrada es $I_{dc} = V_{cc}/1.734R$. el voltaje de colector pico es $3.56V_{cc}$, mientras que la corriente de colector pico es $2.86I_{dc}$. esto de una capacidad de salida de potencia normalizada de valor $P_{m\acute{a}x} = 0.0981$ que es alrededor del 78 y 62 por ciento de los clase B y clase D, respectivamente.

Voltaje y resistencia de saturación

Los efectos de voltaje de saturación de BJT se determinan usando $V_{eff} = V_{cc} - V_{sat}$ en lugar de V_{cc} en todos los cálculos, excepto en el de potencia de entrada. La disipación debida a la resistencia R_{on} de un FET se puede calcular suponiendo que sus efectos sobre la operación global de circuito son pequeños e integrando $i_d^2(\theta)R_{on}$ durante el lapso en que el FET está encendido. Esto conduce a un voltaje efectivo aproximado de

$$V_{eff} \approx \frac{R}{R + 1.365R_{on}} V_{DD}$$

para un 50 por ciento del ciclo de operación.

Tiempo de transición. La operación óptima clase E reduce la potencia disipada en la transición del transmisor a encendido hasta un nivel despreciable. La potencia disipada en la transición a encendido se puede determinar suponiendo un descenso lineal (rampa) de la corriente de colector durante el tiempo requerido para completar la transición; esto produce una forma de onda parabólica de voltaje de colector durante ese intervalo. La integración del producto voltaje X corriente da entonces una potencia disipada $P_{dT} = (1/12) \theta_s^2 p_o$, donde θ_s es el tiempo de transición convertido en radianes. La eficiencia es entonces

$$\eta = 1 - \frac{1}{12} \theta_s^2$$

en ausencia de un voltaje o resistencia de saturación. Esta puede combinarse con otros efectos, sumando potencias disipadas o multiplicando la eficiencia anterior por la generada por los otros efectos sin pérdidas por tiempo de transición.

Amplificador clase F

El amplificador clase F es uno de los amplificadores de más alta eficiencia. Este amplificador emplea un circuito resonador para lograr alta eficiencia, lo cual trae como resultado que el producto entre el voltaje y corriente de dc sea pequeño. En otros términos, el voltaje y la corriente de drenaje son diseñados de tal forma que se minimice la región del traslapo.

La Figura 3 muestra el amplificador clase F. El inductor L3 y condensador C3 se usan para llevar a cabo un resonador armónico que hace posible tener un tercer componente armónico en el voltaje del colector. El circuito resonante de salida se usa para filtrar un armónico, permitiendo sólo la frecuencia fundamental en la salida. La magnitud y la fase del tercer armónico controlan la llanura del voltaje del colector y la potencia del amplificador.

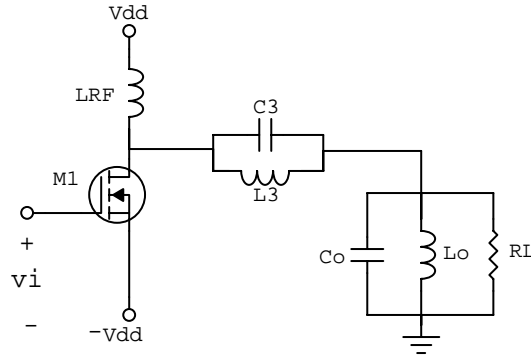


Figura 3. Amplificador clase F

El voltaje de drenaje es:

$$Vd(\theta) = V_{DD} + Vom \sin(\theta) + Vom_3 \sin(3\theta)$$

al establecer $Vom_3 = \frac{Vom}{9}$ produce la máxima región de llanura para el vd. Y la máxima salida ocurre cuando el punto mínimo de $Vd(\theta)$ es cero. Entonces,

$$Vom = \frac{9}{8} V_{DD}$$

la corriente de dc está dada por $I_{dc} = \frac{I_{dm}}{\pi}$;

la potencia de dc se expresa $P_{dc} = V_{DD} \frac{I_{dm}}{\pi}$,

además la corriente fundamental es $I_{om} = \frac{I_{dm}}{2} \sin(\theta)$

y la potencia máxima fundamental de salida $P_{o \max} = \frac{I_{dm}}{4} Vom$

entonces la eficiencia máxima es

$$\eta = \frac{P_{o \max}}{P_{dc}} \cdot 100 = \frac{\frac{I_{dm}}{4} \cdot \frac{9}{8} V_{DD}}{\frac{I_{dm}}{\pi} \cdot V_{DD}} \cdot 100 = 88.36\%$$

Amplificador clase G

Una amplificador clase G es una versión más eficiente que un amplificador clase AB, el cual usa conmutación para disminuir el consumo de potencia e incrementar la eficiencia. Este modo usa dos o más juegos de transistores de rendimiento conectados a diferentes suministro de voltajes.

El funcionamiento del amplificador clase G involucra el cambio de la fuente de voltaje desde un nivel bajo a un nivel más alto cuando se requieren la máxima oscilación de salida. Existen varias maneras de hacer esto. El camino más simple involucra una etapa de un amplificador clase AB el cual es conectado a dos fuentes de voltaje por medio de diodos, o una conmutación con transistores. Otro acercamiento usa dos clase AB en la etapa de salida, cada uno conectado a diferentes fuentes de voltaje, donde la magnitud de la señal de entrada determina la trayectoria de la señal. Usando

dos fuentes se mejora la eficiencia lo suficiente para permitir significativamente más potencia para una determinada carga.

Amplificador clase H

Esta clase de amplificador usa un banco simple o transistores de salida conectados a un suministro de bajo voltaje, junto con algunos medios para conmutar a un suministro de superior voltaje cuando sea requerido. De este modo el amplificador presenta un excelente rendimiento. Este método tiene los mismos beneficios térmicos como el clase G, pero evita el segundo banco de transistores de salida, reduciendo el tamaño y costo del amplificador. La operación del clase H toma el diseño del clase G un paso más allá y modula el suministro de voltaje más alto por la señal de entrada. Esto permite al suministro de potencia rastrear la señal de entrada y proporcionar el voltaje suficiente para una operación óptima de los dispositivos de salida (esto se conoce como "rail-tracker"). La eficacia de clase H es comparable a los diseños del clase G.

Amplificador clase S

La técnica clase S se inventó en 1932, aunque se popularizó solo en la última década, por poder ya disponer de circuitos integrados, que permitieron se pusiera en práctica. Esta técnica se puede usar tanto para amplificación (Figura 4) como para modulación (Figura 5), ambas configuraciones utilizan los transistores y diodos para formar un conmutador de dos posiciones como en un amplificador clase D. Sin embargo la forma de onda de voltaje rectangular se aplica a un filtro de pasa bajo, que permite que solo aparezca en la carga su componente de voltaje cc (de variación lenta) o su componente promedio de voltaje. Las anchuras de pulso de diferentes tasas de operación producen salidas promedio diferentes; la variación controlada de la anchura de pulso origina entonces que la salida varíe para dar lugar a una señal deseada. La eficiencia ideal de un amplificador clase S es del 100%.

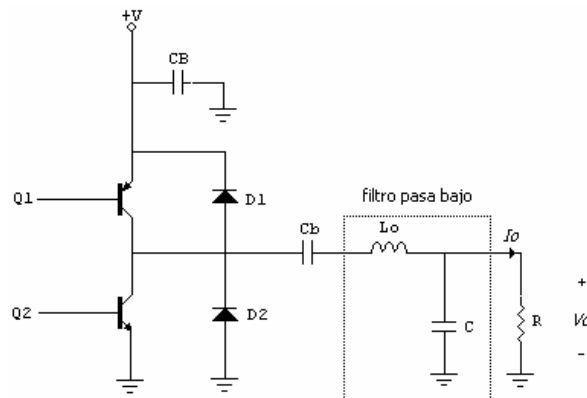


Figura 4a. Amplificador clase S

La configuración del circuito para amplificadores clase S y moduladores son muy semejantes. En cualquiera de ellas la componente promedio de variación lenta o cc de la forma de onda de voltaje $V_{c2}(\theta)$ o $V_D(\theta)$ se acopla a la carga R mediante de un filtro de pasa bajo, originando el voltaje de salida $V_o(\theta)$ y la corriente de salida $I_o(\theta)$.

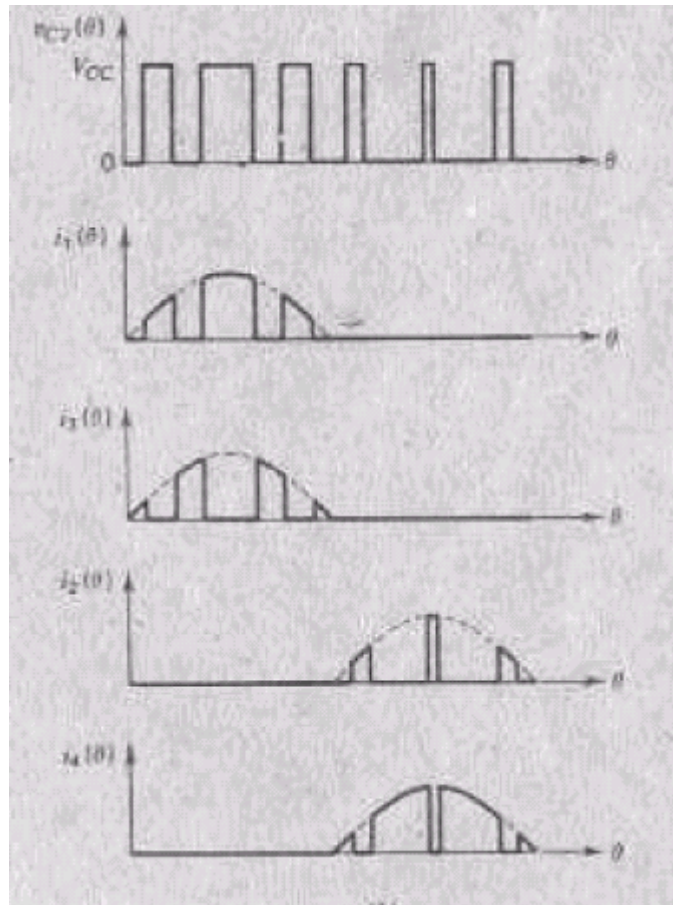


Figura 4b. Formas de onda del amplificador clase S.

La corriente de salida $I_o(\theta)$ se produce por la aplicación del voltaje de salida $V_o(\theta)$ a la carga R ; la corriente $I_o(\theta)$ se extrae mediante el filtro pasabajas y, en un tiempo dado, por uno de los transistores o diodos de conmutación. Un amplificador produce una corriente de salida que puede ser positiva o negativa: se requiere entonces dos transistores y dos diodos, como se muestra. Un modulador produce solo corriente de salida y, por lo tanto solo requiere de un transistor y un diodo (como requiere un regulador de conmutación). El capacitor de bloqueo C_b de cc en el amplificador se puede eliminar si se dispone de fuentes de poder positiva y negativa.

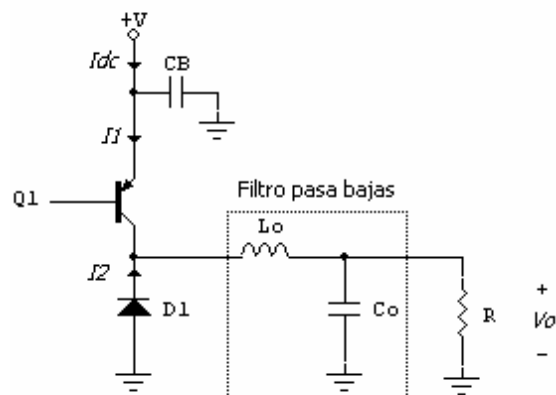


Figura 5a. Modulador clase S.

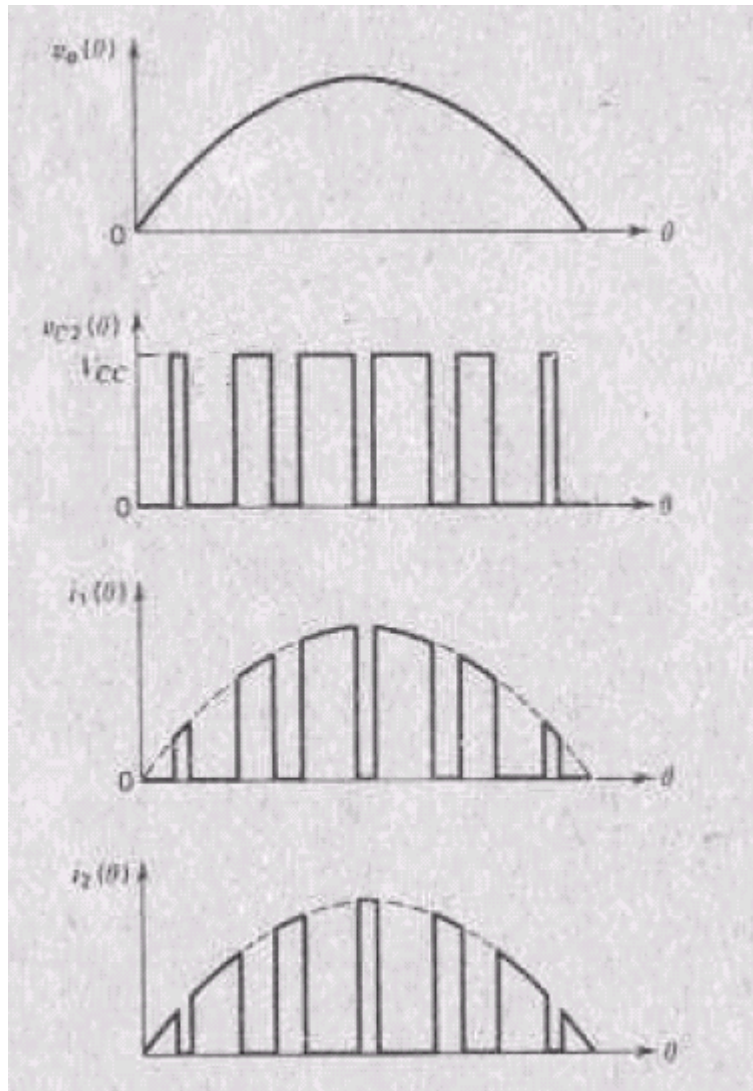


Figura 5b. Formas onda del modulador clase S.

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 simplemente:

$$P_0(\text{mod}) \leq \frac{V_{cc}^2}{R}$$

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

$$P_0(\text{amp}) = \frac{V_{om}^2}{2R} \leq \frac{V_{cc}^2}{8R}$$

En cualquier caso, los dispositivos activos no experimentan voltajes ni corrientes nulos simultáneamente, de tal suerte que el amplificador y el modulador son en teoría eficientes en un 100%. Para un amplificador clase S, $P_{\text{max}} = \frac{1}{8}$ (igual que para un clase B).

Eficiencia

El amplificador clase S, como otros de conmutación, tiene una eficiencia menor del 100% a causa de los efectos de voltaje y resistencia de saturación, de capacitancia de derivación y del tiempo nulo de transición. Los efectos de los tres primeros pueden tratarse de igual forma que en el 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.

Los efectos de tiempo de transición sobre la eficiencia pueden analizarse aproximadamente en forma semejante a como se hizo en el clase D. Sin embargo, como difieren la forma de onda de la corriente, las formulas establecidas para en amplificador clase D no se aplican al clase S. En general, la corriente de salida es esencialmente constante en el tiempo de transición.

Como hay dos transiciones en cada ciclo de la frecuencia de conmutación, la potencia promedio disipada (sobre un ciclo de la señal que va hacer 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 y θ_s es el tiempo de transición convertido en radianes (a la frecuencia de conmutación). Para un amplificador con una corriente senoidal,

$$A = \frac{V_{cc}}{\pi R} .$$

Bibliografía

Krauss, Bostain, y Rva. Estado Sólido en Ingeniería de Radiocomunicaciones.
John Wiley & Sons, New York, 1980.

Saad Al-Shahrani. Design of class-e radio frequency power amplifier.
Virginia Polytechnic Institute and State University. July 2001,Blacksburg, Virginia.

Patrick Quilter. Amplifier Anatomy - Part 1. QSC Audio Products, Inc.
Article in Sound & Video Contractor Feb. 20, 1993.