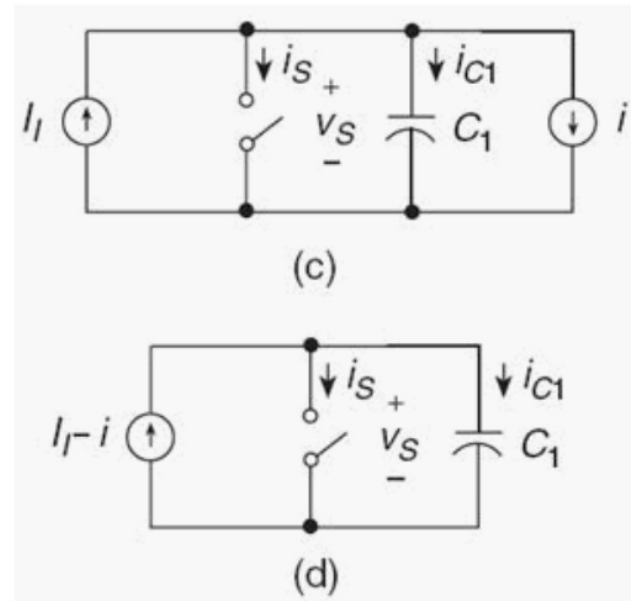
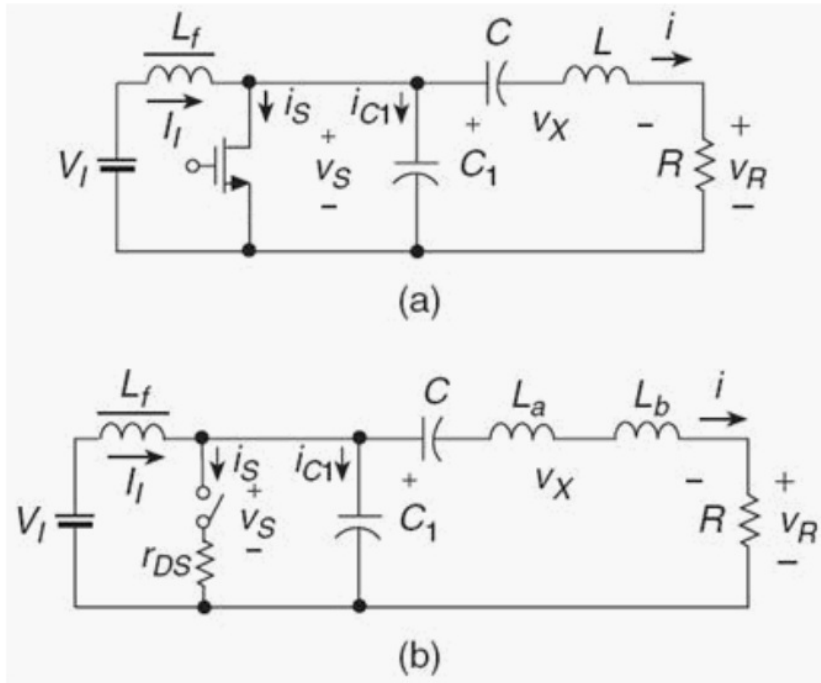


Amplificadores de potencia clase E



La corriente a través del circuito resonante serie es sinusoidal y está dada por

$$i = I_m \sin(\omega t + \phi) \quad (2.13)$$

donde I_m es la amplitud y ϕ es la fase inicial de la corriente i . De acuerdo a la figura 2.1(a),

$$i_S + i_{C1} = I_I - i = I_I - I_m \sin(\omega t + \phi) \quad (2.14)$$

Para el intervalo de tiempo $0 < \omega t \leq \pi$, el interruptor está encendido y por lo tanto $i_{C1} = 0$. Consecuentemente, la corriente a través del transistor MOSFET está dado por

$$i_S = \begin{cases} I_I - I_m \sin(\omega t + \phi) & \text{para } 0 < \omega t \leq \pi \\ 0 & \text{para } \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.15)$$

Para el intervalo $\pi < \omega t \leq 2\pi$, el interruptor está apagado, por lo que $I_S = 0$. Entonces, la corriente a través del capacitor C_1 está dada por

$$i_{C1} = \begin{cases} 0 & \text{para } 0 < \omega t \leq \pi \\ I_I - I_m \sin(\omega t + \phi) & \text{para } \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.16)$$

El voltaje a través del capacitor y el interruptor es

$$v_S = v_{C1} = \frac{1}{\omega C_1} \int_{\pi}^{\omega t} i_{C1} d(\omega t) = \frac{1}{\omega C_1} \int_{\pi}^{\omega t} [I_I - I_m \sin(\omega t + \phi)] d(\omega t)$$

$$= \begin{cases} 0 & \text{para } 0 < \omega t \leq \pi \\ \frac{1}{\omega C_1} \{I_I(\omega t - \pi) + I_m[\cos(\omega t + \phi) + \cos \phi]\} & \text{para } \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.17)$$

Sustituyendo la condición $v_S(2\pi) = 0$ en 2.17 se obtiene una expresión que relaciona I_I , I_m , y ϕ :

$$I_m = -I_I \frac{\pi}{2 \cos \phi} \quad (2.18)$$

Sustituyendo 2.18 en 2.15, se obtiene la corriente en el interruptor

$$\frac{i_S}{I_I} = \begin{cases} 1 + \frac{\pi}{2 \cos \phi} \sin(\omega t + \phi) & \text{para } 0 < \omega t \leq \pi \\ 0 & \text{para } \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.19)$$

De la misma manera, al sustituir 2.18 en 2.16 se obtiene la corriente que fluye a través del capacitor C_1

$$\frac{i_{C1}}{I_I} = \begin{cases} 0 & \text{para } 0 < \omega t \leq \pi \\ 1 + \frac{\pi}{2 \cos \phi} \sin(\omega t + \phi) & \text{para } \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.20)$$

De 2.18, la ecuación 2.17 se convierte en

$$v_S = \begin{cases} 0 & \text{para } 0 < \omega t \leq \pi \\ \frac{I_I}{\omega C_1} \left[\omega t - \frac{3\pi}{2} - \frac{\pi}{2 \cos \phi} [\cos(\omega t + \phi)] \right] & \text{para } \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.21)$$

Empleando la condición $\frac{dv_S}{d(\omega t)} = 0$ en $\omega t = 2\pi$, se obtiene

$$\tan \phi = -\frac{2}{\pi} \quad (2.22)$$

de la cual

$$\phi = \pi - \arctan\left(\frac{2}{\pi}\right) = 2.5747 \text{ rad} = 147.52^\circ \quad (2.23)$$

Usando trigonometría se tiene

$$\sin \phi = \frac{2}{\sqrt{\pi^2 + 4}} \quad (2.24)$$

y

$$\cos \phi = -\frac{\pi}{\sqrt{\pi^2 + 4}} \quad (2.25)$$

Sustituyendo 2.25 en 2.18 se tiene

$$I_m = \frac{\sqrt{\pi^2 + 4}}{2} I_I \approx 1.8621 I_I \quad (2.26)$$

Entonces

$$\frac{i_S}{I_I} = \begin{cases} 1 - \frac{\sqrt{\pi^2 + 4}}{2} \sin(\omega t + \phi) & \text{para } 0 < \omega t \leq \pi \\ 0 & \text{para } \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.27)$$

$$\frac{i_{C1}}{I_I} = \begin{cases} 0 & \text{para } 0 < \omega t \leq \pi \\ 1 - \frac{\sqrt{\pi^2 + 4}}{2} \sin(\omega t + \phi) & \text{para } \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.28)$$

y

$$v_S = \begin{cases} 0 & \text{para } 0 < \omega t \leq \pi \\ \frac{I_I}{\omega C_1} \left(\omega t - \frac{3\pi}{2} - \frac{\pi}{2} \cos \omega t - \sin \omega t \right) & \text{para } \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.29)$$

El voltaje de DC a través del inductor de choque es idealmente cero. De 2.21, el voltaje de entrada está dado por

$$V_I = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} v_S d(\omega t) = \frac{I_I}{2\pi\omega C_1} \int_{\pi}^{2\pi} \left(\omega t - \frac{3\pi}{2} - \frac{\pi}{2} \cos \omega t - \sin \omega t \right) d(\omega t) = \frac{I_I}{\pi\omega C_1} \quad (2.30)$$

Reordenando la ecuación anterior se obtiene la resistencia de entrada de DC del amplificador clase E

$$R_{DC} = \frac{V_I}{I_I} = \frac{1}{\pi\omega C_1} \quad (2.31)$$

Entonces,

$$I_m = \frac{\sqrt{\pi^2 + 4}}{2} \pi\omega C_1 V_1 \quad (2.32)$$

Usando 2.29, se obtiene la forma de onda del voltaje normallizado en el interruptor

$$\frac{v_S}{V_I} = \begin{cases} 0 & \text{para } 0 < \omega t \leq \pi \\ \pi \left(\omega t - \frac{3\pi}{2} - \frac{\pi}{2} \cos \omega t - \sin \omega t \right) & \text{para } \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.33)$$

Utilizando la ecuación 2.21 y las series trigonométricas de Fourier se tiene

$$V_{Rm} = \frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{2\pi} v_S \sin(\omega t + \phi) d(\omega t)$$

$$= \frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{2\pi} V_I \pi \left[\omega t - \frac{3\pi}{2} - \frac{\pi}{2 \cos \phi} \cos(\omega t + \phi) \right] \sin(\omega t + \phi) d(\omega t) = \frac{4}{\sqrt{\pi^2 + 4}} V_I \approx 1.074 V_I \quad (2.34)$$

donde $V_{Rm} = RI_m$ es la amplitud de voltaje de salida.

Sustituyendo 2.21 en la fórmula de Fourier y usando 2.30, la amplitud de la componente fundamental del voltaje a través de la reactancia de entrada del circuito resonante serie (igual a la reactancia de la inductancia L_b) es obtenida como

$$V_{Lbm1} = \omega L_b I_m = \frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{2\pi} v_S \cos(\omega t + \phi) d(\omega t)$$

$$= \frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{2\pi} V_I \pi \left[\omega t - \frac{3\pi}{2} - \frac{\pi}{2 \cos \phi} \cos(\omega t + \phi) \right] \cos(\omega t + \phi) d(\omega t) = \frac{\pi(\pi^2 - 4)}{4\sqrt{\pi^2 + 4}} V_I \approx 1.2378 V_I \quad (2.35)$$

De 2.34 se obtiene la potencia de salida del amplificador clase E

$$P_0 = \frac{V_{Rm}^2}{2R} = \frac{8}{\pi^2 + 4} \frac{V_I^2}{R} \approx 0.5768 \frac{V_I^2}{R} \quad (2.36)$$

Combinando las ecuaciones 2.18, 2.30, y 2.34 se obtiene

$$R = \frac{V_{Rm}}{I_m} = \frac{\frac{4}{\sqrt{\pi^2+4}} V_I}{\frac{\sqrt{\pi^2+4}}{2} \pi \omega C_1 V_I} = \frac{8}{\pi(\pi^2 + 4) \omega C_1} \quad (2.37)$$

o bien

$$\omega C_1 R = \frac{8}{\pi(\pi^2 + 4)} \approx 0.1836. \quad (2.38)$$

Similarmente, usando 2.18, 2.30, y 2.35, se tiene

$$X_{Lb} = \omega L_b = \frac{V_{Lbm1}}{I_m} = \frac{\frac{\pi(\pi^2-4)}{4\sqrt{\pi^2+4}} V_I}{\frac{\sqrt{\pi^2+4}}{2} \pi \omega C_1 V_I} = \frac{\pi^2 - 4}{2(\pi^2 + 4) \omega C_1} \quad (2.39)$$

y se obtiene

$$\omega^2 L_b C_1 = \frac{\pi^2 - 4}{2(\pi^2 + 4)} \approx 0.2116. \quad (2.40)$$

La relación entre 2.40 y 2.38 es

$$\frac{\omega^2 L_b C_1}{\omega C_1 R} = \frac{\omega L_b}{R} = \frac{\pi(\pi^2 - 4)}{16} \approx 1.1525. \quad (2.41)$$

De 2.7, 2.8, y 2.41, la reactancia de inductor resonante es

$$\omega L = Q_L R \quad (2.42)$$

y la reactancia del capacitor resonante es

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \omega L_a = \omega(L - L_b) = Q_L R - \omega L_b = R \left(Q_L - \frac{\omega L_b}{R} \right)$$

$$= R \left[Q_L - \frac{\pi(\pi^2 - 4)}{16} \right] = R(Q_L - 1.1525) \quad (2.43)$$

La resistencia de entrada en DC del amplificador clase E es

$$R_{DC} = \frac{1}{\pi\omega C_1} = \frac{\pi^2 + 4}{8}R \approx 1.7337R \quad (2.44)$$

La potencia disipada y la eficiencia del amplificador clase E se estimará considerando un ciclo de trabajo de $D = \frac{1}{2}$ de operación del transistor. De 2.26 el valor rms de la corriente del inductor de choque es

$$I_{L_{f_{rms}}} \approx I_I = \frac{2I_m}{\sqrt{\pi^2 + 4}} \quad (2.45)$$

La eficiencia del amplificador está definida como $\eta_I = \frac{P_0}{P_I}$ y $P_0 = \frac{RI_m^2}{2}$. De 2.36 y 2.45 la potencia de pérdidas en el inductor de choque L_f es

$$P_{rL_f} = r_{L_f} I_{L_{f_{rms}}}^2 = \frac{4I_m^2 r_{L_f}}{\pi^2 + 4} = \frac{8r_{L_f}}{(\pi^2 + 4)R} P_0 \quad (2.46)$$

El valor rms de la corriente en el interruptor es obtenido considerando la relación $\frac{I_S}{I_I}$ como

$$\frac{i_S}{I_I} = \begin{cases} \frac{\pi}{2} \sin \omega t - \cos \omega t + 1 & \text{para } 0 < \omega t \leq \pi \\ 0 & \text{para } \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases}$$

entonces

$$I_{S_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_S^2 d(\omega t)} = \frac{I_I \sqrt{\pi^2 + 28}}{4} = \frac{I_m}{2} \sqrt{\frac{\pi^2 + 28}{\pi^2 + 4}} \quad (2.47)$$

por lo que las pérdidas de conducción en el interruptor son

$$P_{r_{DS}} = r_{DS} I_{S_{rms}}^2 = \frac{r_{DS} I_m^2 (\pi^2 + 28)}{4(\pi^2 + 4)} = \frac{(\pi^2 + 28) r_{DS}}{2(\pi^2 + 4) R} P_0 \quad (2.48)$$

La corriente rms a través del capacitor C_1 se obtiene considerando

$$\frac{i_{C1}}{I_I} = \begin{cases} 0 & \text{para } 0 < \omega t \leq \pi \\ \frac{\pi}{2} \sin \omega t - \cos \omega t + 1 & \text{para } \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases}$$

así que

$$I_{C1_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_\pi^{2\pi} i_{C1}^2 d(\omega t)} = \frac{I_I \sqrt{\pi^2 - 4}}{4} = \frac{I_m}{2} \sqrt{\frac{\pi^2 - 4}{\pi^2 + 4}} \quad (2.49)$$

por lo que la potencia de pérdidas en el capacitor C_1 está dada por

$$P_{r_{C1}} = r_{C1} I_{C1_{rms}}^2 = \frac{r_{C1} I_m^2 (\pi^2 - 4)}{4(\pi^2 + 4)} = \frac{(\pi^2 - 4) r_{C1}}{2(\pi^2 + 4) R} P_0 \quad (2.50)$$

La potencia de pérdidas en el inductor resonante L es

$$P_{rL} = \frac{r_L I_m^2}{2} = \frac{r_L}{R} P_0 \quad (2.51)$$

y la potencia de pérdidas en el capacitor resonante es

$$P_{rC} = \frac{r_C I_m^2}{2} = \frac{r_C}{R} P_0 \quad (2.52)$$

Las pérdidas cuando el interruptor está encendido se consideran nulas si las condiciones se satisfacen para el circuito de conmutación de voltaje a cero ZVS. Las pérdidas del interruptor cuando está apagado se calculan al considerar que la corriente en el transistor durante el tiempo de apagado t_f decrece linealmente

$$i_S = 2I_I \left(1 - \frac{\omega t - \pi}{\omega t_f}\right) \quad \text{para} \quad \pi < \omega t \leq \pi + \omega t_f \quad (2.53)$$

La corriente sinusoidal a través del circuito resonante no cambia significativamente durante el tiempo t_f y es $i \approx 2I_I$. Entonces, la corriente a través del capacitor C_1 puede ser aproximada por

$$i_{C1} \approx \frac{2I_I(\omega t - \pi)}{\omega t_f} \quad \text{para} \quad \pi < \omega t \leq \pi + \omega t_f \quad (2.54)$$

entonces el voltaje a través del capacitor C_1 y el interruptor es

$$v_S = \frac{1}{\omega C_1} \int_{\pi}^{\omega t} i_{C1} d(\omega t) = \frac{I_I}{\omega C_1} \frac{(\omega t)^2 - 2\pi\omega t + \pi^2}{\omega t_f} = \frac{V_I \pi [(\omega t)^2 - 2\pi\omega t + \pi^2]}{\omega t_f} \quad (2.55)$$

El valor promedio de la potencia de pérdidas asociada con el tiempo t_f es

$$P_{tf} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{\pi + \omega t_f} i_S v_S d(\omega t) = \frac{(\omega t_f)^2}{12} P_I \approx \frac{(\omega t_f)^2}{12} P_0 \quad (2.56)$$

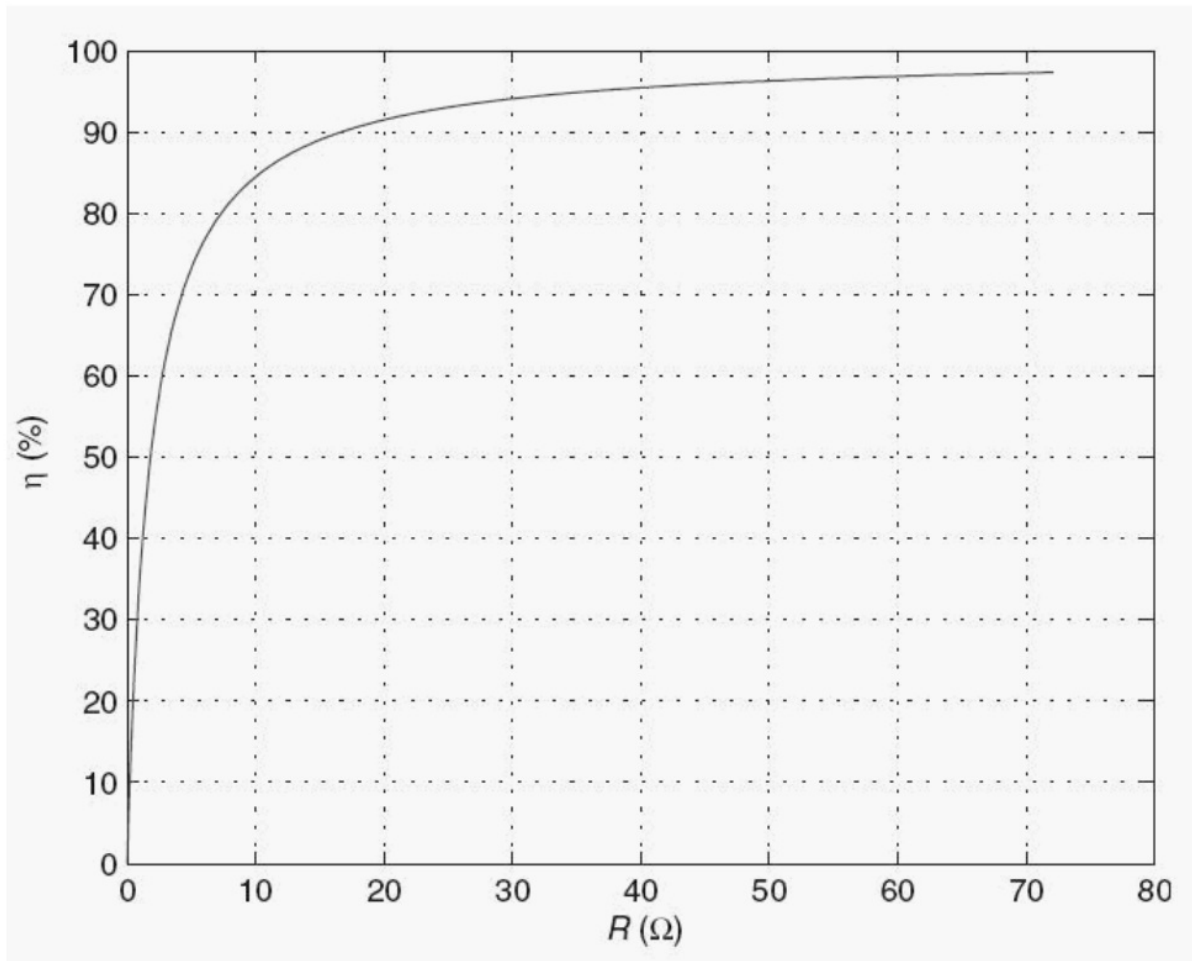
De 2.46, 2.48, 2.50, 2.51, 2.52 y 2.56, se obtiene la potencia de pérdidas total

$$\begin{aligned}
 P_{LS} &= P_{rLf} + P_{rDS} + P_{rC1} + P_{rL} + P_{rC} + P_{tf} \\
 &= P_0 \left[\frac{8r_{Lf}}{(\pi^2 + 4)R} + \frac{(\pi^2 + 28)r_{DS}}{2(\pi^2 + 4)R} + \frac{(\pi^2 - 4)r_{C1}}{2(\pi^2 + 4)R} + \frac{r_L + r_C}{R} + \frac{(\omega t_f)^2}{12} \right]
 \end{aligned} \tag{2.57}$$

La eficiencia del amplificador clase E está dada por

$$\begin{aligned}
 \eta &\equiv \frac{P_0}{P_I} = \frac{P_0}{P_0 + P_{LS}} = \frac{1}{1 + \frac{P_{LS}}{P_0}} \\
 &= \frac{1}{1 + \frac{8r_{Lf}}{(\pi^2 + 4)R} + \frac{(\pi^2 + 28)r_{DS}}{2(\pi^2 + 4)R} + \frac{(\pi^2 - 4)r_{C1}}{2(\pi^2 + 4)R} + \frac{r_L + r_C}{R} + \frac{(\omega t_f)^2}{12}}
 \end{aligned} \tag{2.58}$$

En la figura se muestra una gráfica de la eficiencia η en función de la carga R para $r_{Lf} = 0.15\Omega$, $r_{DS} = 0.85\Omega$, $r_L = 0.5\Omega$, $r_C = 0.05\Omega$, $r_{C1} = 0.076\Omega$, y $t_f = 20ns$.



Diseño de un amplificador básico clase E

Los valores de los componentes del circuito resonante del amplificador básico clase E mostrado en la figura 2.1a, son obtenidos a partir de las ecuaciones 2.36, 2.38, y 2.43 para una operación óptima con ciclo de trabajo de conmutación $D = 0.5$

$$R = \frac{8}{\pi^2 + 4} \frac{V_I^2}{P_0} \approx 0.5768 \frac{V_I^2}{P_0} \quad (2.59)$$

$$X_{C1} = \frac{1}{\omega C_1} = \frac{\pi(\pi^2 + 4)R}{8} \approx 5.4466R \quad (2.60)$$

$$X_L = \omega L = Q_L R \quad (2.61)$$

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \left[Q_L - \frac{\pi(\pi^2 + 4)}{16} \right] R \approx (Q_L - 1.1525)R \quad (2.62)$$

Ejemplo:

Diseñar un amplificador clase E que entregue 25W a una carga de 12.5Ω en 4 MHz.
Suponer un transistor ideal y un factor de calidad Q de 5 para el circuito de salida.

Solución:

Utilizar:

(2.59)

(2.31) y (2.44)

(2.60), (2.61) y (2.62)

Ejemplo:

Diseñar un amplificador clase E con las siguientes especificaciones:

$V_1 = 100\text{V}$, $P_0 = 80\text{W}$, $f_0 = 1.2\text{MHz}$, $D = 0.5$, $L_f = 420.58\mu\text{H}$, $r_{Lf} = 0.15\Omega$,

$r_{C1} = 76\text{m}\Omega$, $r_L = 0.5\Omega$, $r_C = 50\text{m}\Omega$, $Q_L = 7$

El transistor MOSFET tiene las siguientes características:

$V_{DSS} = 500\text{V}$, $I_D = 8\text{A}$, $r_{DS} = 0.85\Omega$, $t_f = 20\text{ns}$

Solución

Resistencia total de carga

$$R = \frac{8}{\pi^2 + 4} \frac{V_I^2}{P_O} = 0.5768 \times \frac{100^2}{80} = 72.1 \Omega.$$

Amplitud del voltaje de salida

$$V_{Rm} = \frac{4}{\sqrt{\pi^2 + 4}} V_I = 1.074 \times 100 = 107.4 \text{ V}.$$

Resistencia de DC que presenta el amplificador a la fuente de alimentación

$$R_{DC} = \frac{\pi^2 + 4}{8} R = 1.7337 \times 72.1 = 125 \Omega.$$

Corriente de entrada de la fuente de DC

$$I_I = \frac{8}{\pi^2 + 4} \frac{V_I}{R} = 0.5768 \times \frac{100}{72.1} = 0.8 \text{ A}.$$

Corriente de salida

$$I_m = \frac{\sqrt{\pi^2 + 4}}{2} I_I = 1.8621 \times 0.8 = 1.49 \text{ A}.$$

Calculo de los valores de la red de carga

$$L = \frac{Q_L R}{\omega} = \frac{7 \times 72.1}{2\pi \times 1.2 \times 10^6} = 66.9 \mu\text{H}$$

$$C_1 = \frac{8}{\pi(\pi^2 + 4)\omega R} = \frac{8}{2\pi^2(\pi^2 + 4) \times 1.2 \times 10^6 \times 72.1} = 337.4 \text{ pF}$$

$$C = \frac{1}{\omega R \left[Q_L - \frac{\pi(\pi^2 - 4)}{16} \right]} = \frac{1}{2\pi \times 1.2 \times 10^6 \times 72.1 \times (7 - 1.1525)} = 314.6 \text{ pF}.$$

Potencia de pérdidas en el inductor de choque

$$P_{rLf} = r_{Lf} I_I^2 = 0.15 \times 0.8^2 = 0.096 \text{ W}.$$

Valor rms de la corriente en el interruptor

$$I_{Srms} = \frac{I_I \sqrt{\pi^2 + 28}}{4} = 0.8 \times 1.5385 = 1.231 \text{ A}.$$

Potencia de pérdidas en el transistor

$$P_{rDS} = r_{DS} I_{Srms}^2 = 0.85 \times 1.231^2 = 1.288 \text{ W}.$$

Corriente rms a través del capacitor C_1

$$I_{C1rms} = \frac{I_I \sqrt{\pi^2 - 4}}{4} = 0.8 \times 0.6057 = 0.485 \text{ A.}$$

Potencia de pérdidas en el capacitor C_1

$$P_{rC1} = r_{C1} I_{C1rms}^2 = 0.076 \times 0.485^2 = 0.018 \text{ W.}$$

Pérdidas en los componentes resonantes

$$P_{rL} = \frac{r_L I_m^2}{2} = \frac{0.5 \times 1.49^2}{2} = 0.555 \text{ W}$$

$$P_{rC} = \frac{r_C I_m^2}{2} = \frac{0.05 \times 1.49^2}{2} = 0.056 \text{ W.}$$

El tiempo de caída de la corriente en el drenaje del transistor es de $t_f = 20\text{ns}$. Entonces:

$$\omega t_f = (2\pi)(1.2\text{MHz})(20\text{ns}) = 0.151\text{rad}$$

Pérdidas en el interruptor al apagarse:

$$P_{tf} = \frac{(\omega t_f)^2 P_O}{12} = \frac{0.151^2 \times 80}{12} = 0.152 \text{ W.}$$

Pérdida de potencia total:

$$\begin{aligned} P_{LS} &= P_{rLf} + P_{rDS} + P_{rC1} + P_{rL} + P_{rC} + P_{tf} \\ &= 0.096 + 1.288 + 0.018 + 0.555 + 0.056 + 0.152 \\ &= 2.165 \text{ W.} \end{aligned}$$

Eficiencia:

$$\eta = \frac{P_O}{P_O + P_{LS}} = \frac{80}{80 + 2.165} = 97.365 \text{ \%}.$$

Capacitancia equivalente

$$C_{eq} = \frac{C C_1}{C + C_1} = \frac{330 \times 337.4}{330 + 337.4} = 167 \text{ pF.}$$

Frecuencias de resonancia:

$$f_{o1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{66.9 \times 10^{-6} \times 330 \times 10^{-12}}} = 1.071 \text{ MHz}$$

$$f_{o2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{66.9 \times 10^{-6} \times 167 \times 10^{-12}}} = 1.51 \text{ MHz.}$$