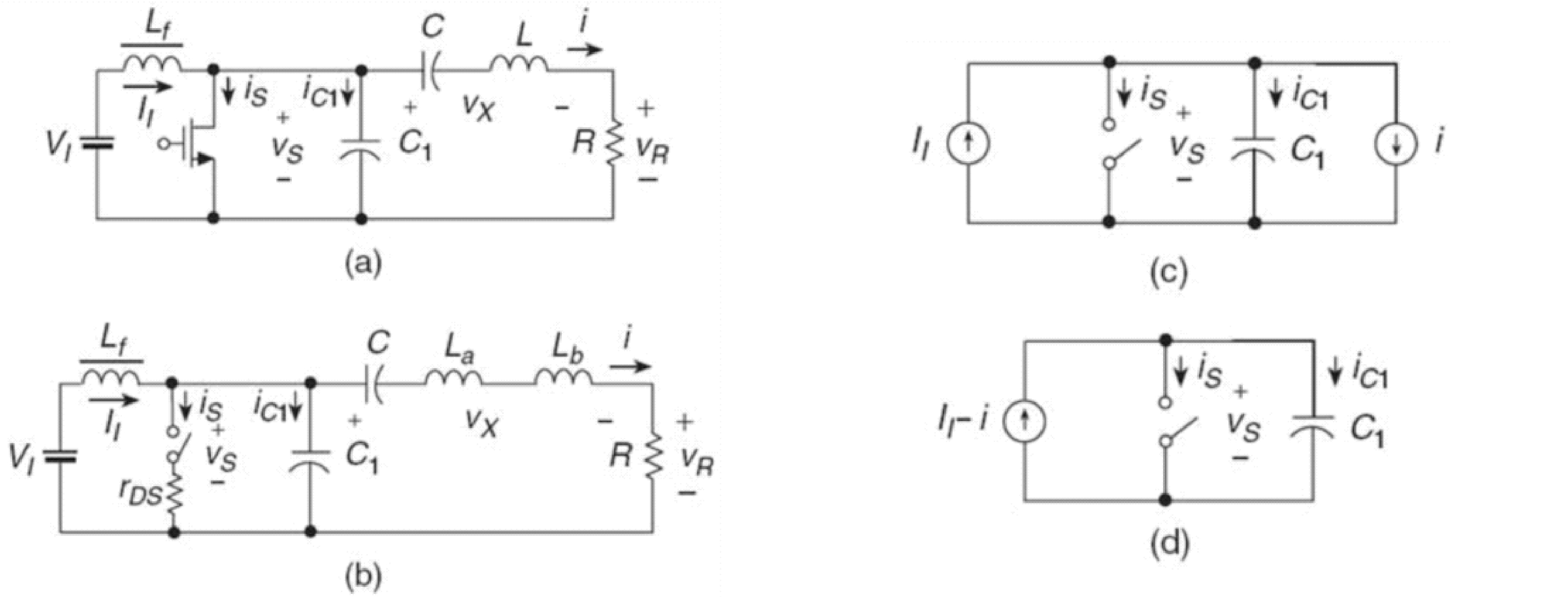
Amplificadores de potencia clase E



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

$$i = I_m \sin(\omega t + \phi) \tag{2.13}$$

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

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

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

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

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

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

El voltaje a través del capacitor y el interruptor es

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

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

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

$$I_m = -I_I \frac{\pi}{2\cos\phi} \tag{2.18}$$

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

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

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

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

De 2.18, la ecuación 2.17 se convierte en

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

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

$$\tan\phi = -\frac{2}{\pi} \tag{2.22}$$

de la cual

$$\phi = \pi - \arctan\left(\frac{2}{\pi}\right) = 2.5747rad = 147.52° \tag{2.23}$$

Usando trigonometría se tiene

$$\sin\phi = \frac{2}{\sqrt{\pi^2 + 4}} \tag{2.24}$$

y

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

Sustituyendo 2.25 en 2.18 se tiene

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

Entonces

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

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

y

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Combinando las ecuaciones 2.18, 2.30, y 2.34 se obtiene

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

o bien

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

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

$$X_{Lb} = \omega L_b = \frac{V_{Lbm1}}{I_m} = \frac{\frac{\pi(\pi^2-4)}{4\sqrt{\pi^2+4}}V_I}{\frac{\sqrt{\pi^2+4}}{2}\pi\omega C_1 V_1} = \frac{\pi^2 - 4}{2(\pi^2+4)\omega C_1} \tag{2.39}$$

y se obtiene

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

La relación entre 2.40 y 2.38 es

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

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

$$\omega L = Q_L R \tag{2.42}$$

y la reactancia del capacitor resonante es

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

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

La resistencia de entrada en DC del amplificador clase E es

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

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

$$I_{Lf_{rms}} \approx I_I = \frac{2I_m}{\sqrt{\pi^2 + 4}} \tag{2.45}$$

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

$$P_{rLf} = r_{Lf} I_{Lf_{rms}}^2 = \frac{4I_m^2 r_{Lf}}{\pi^2 + 4} = \frac{8r_{Lf}}{(\pi^2 + 4)R} P_0 \tag{2.46}$$

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

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

entonces

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

por lo que las pérdidas de conducción en el interruptor son

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

La corriente rms a través del capacitor C_1 se obtiene considerando

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

así que

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

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

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

La potencia de pérdidas en el inductor resonante L es

$$P_{rL} = \frac{r_L I_m^2}{2} = \frac{r_L}{R} P_0 \tag{2.51}$$

y la potencia de pérdidas en el capacitor resonante es

$$P_{rC} = \frac{r_C I_m^2}{2} = \frac{r_C}{R} P_0 \tag{2.52}$$

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 cuanto está apagado se calculan al considerar que la corriente en el transistor durante el tiempo de apagado t_f decrece linealmente

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

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

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

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

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

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

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

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

$$P_{LS} = P_{rLf} + P_{rDS} + P_{rC1} + P_{rL} + P_{rC} + P_{tf}$$

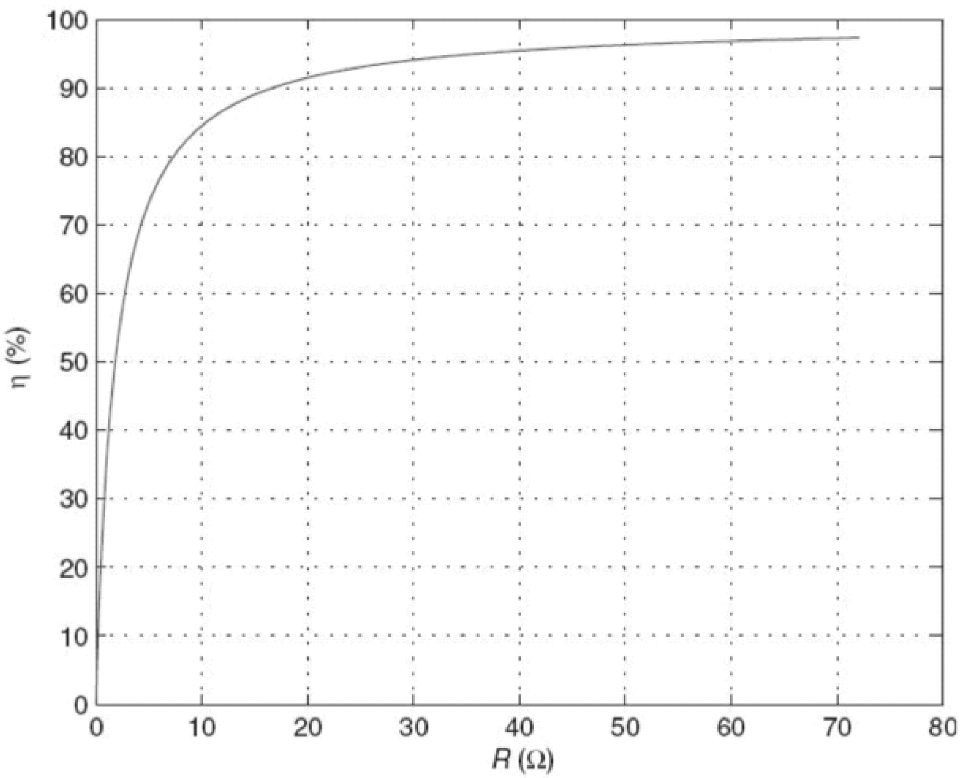
$$= P_0 \left[\frac{8r_{Lf}}{(\pi^2+4)R} + \frac{(\pi^2+28)r_{DS}}{2(\pi^2+4)R} + \frac{(\pi^2-4)r_{C1}}{2(\pi^2+4)R} + \frac{r_L + r_C}{R} + \frac{(\omega t_f)^2}{12} \right] \tag{2.57}$$

La eficiencia del amplificador clase E está dada por

$$\eta \equiv \frac{P_0}{P_I} = \frac{P_0}{P_0 + P_{LS}} = \frac{1}{1 + \frac{P_{LS}}{P_0}}$$

$$= \frac{1}{1 + \frac{8r_{Lf}}{(\pi^2+4)R} + \frac{(\pi^2+28)r_{DS}}{2(\pi^2+4)R} + \frac{(\pi^2-4)r_{C1}}{2(\pi^2+4)R} + \frac{r_L+r_C}{R} + \frac{(\omega t_f)^2}{12}} \tag{2.58}$$

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 $D = 0.5$

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

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

$$X_L = \omega L = Q_L R \tag{2.61}$$

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