

Capítulo I. Convertidores de CA-CD y CD-CA

1.1 Convertidor CA-CD

Un convertidor de corriente alterna a corriente directa parte de un rectificador de onda completa. Su carga puede ser puramente resistiva, figura 1.1a. La forma de onda de salida del rectificador se muestra en la figura 1.1b. Al agregarle a este rectificador un capacitor en paralelo tal como lo indica la figura 1.2a, el convertidor se comporta como un filtro ya que se produce un voltaje a la salida que es esencialmente continuo, 1.2b.

El convertidor CA-CD nos proporciona una señal de salida rectificadora (casi constante) de valor V_m , donde V_m es igual al valor pico del voltaje de entrada como se muestra en la figura 1.2b. Este voltaje casi constante presenta una variación de ΔV_0 . Este valor se puede considerar muy pequeño y de esta manera encontrar el valor del resistor y del capacitor para un valor de voltaje directo deseado, de acuerdo a la siguiente expresión

$$\Delta V_0 \approx \frac{V_m \pi}{\omega RC} \quad (1.1)$$

Esta topología sirve como el primer bloque del diagrama I.1, así como circuito cargador de la batería del celular debido a que presenta a la salida un voltaje constante.

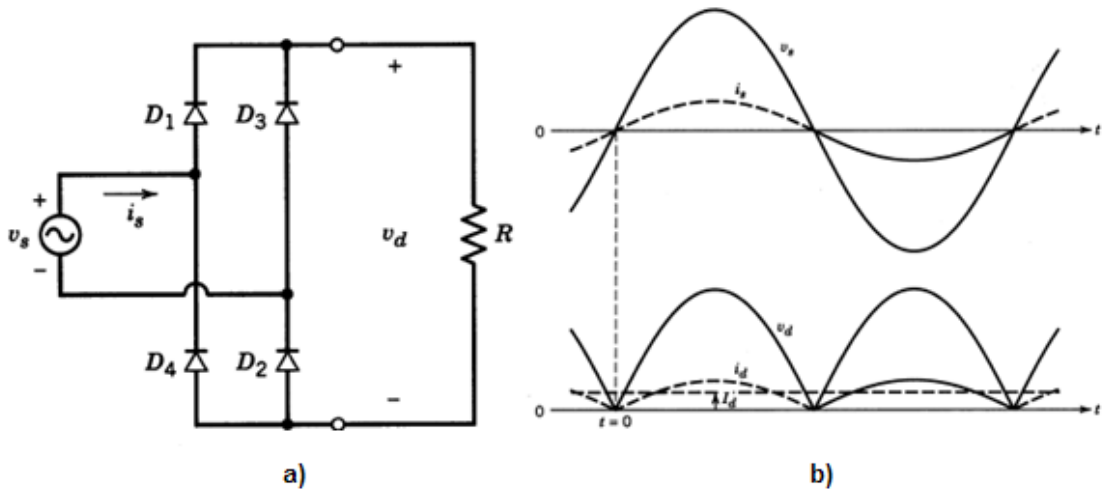


Figura 1. 1 a) Convertidor CA-CD carga R. b) Formas de onda de entrada y salida para el convertidor. [11]

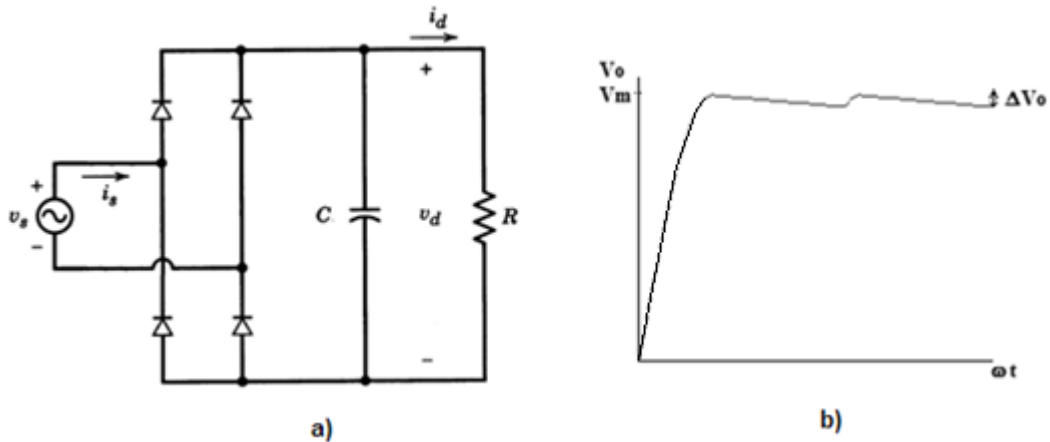


Figura 1. 2 (a) Convertidor CA-CD carga R-C. (b) Voltaje de salida [11]

1.2. Convertidor CD-CA

Los convertidores de corriente directa a corriente alterna son utilizados como drivers de motores y como fuentes de corriente alterna ininterrumpida y tienen como objetivo producir una señal de corriente alterna sinusoidal, cuya magnitud y frecuencia puedan ser controladas [11]. Existen diversos tipos de convertidores inversores de los cuales el convertidor de una sola pierna y el convertidor en puente de media y onda completa, mostrados en las figuras 1.3 son los más comunes.

Estas topologías generan una señal de salida que oscila entre el valor constante $+V_d/2$ y $-V_d/2$ para medio puente y una sola pierna, y $+V_d$ y $-V_d$ para puente completo, figura 1.3. A pesar de que esta señal es cuadrada, posteriormente se filtra para obtener una señal senoidal.

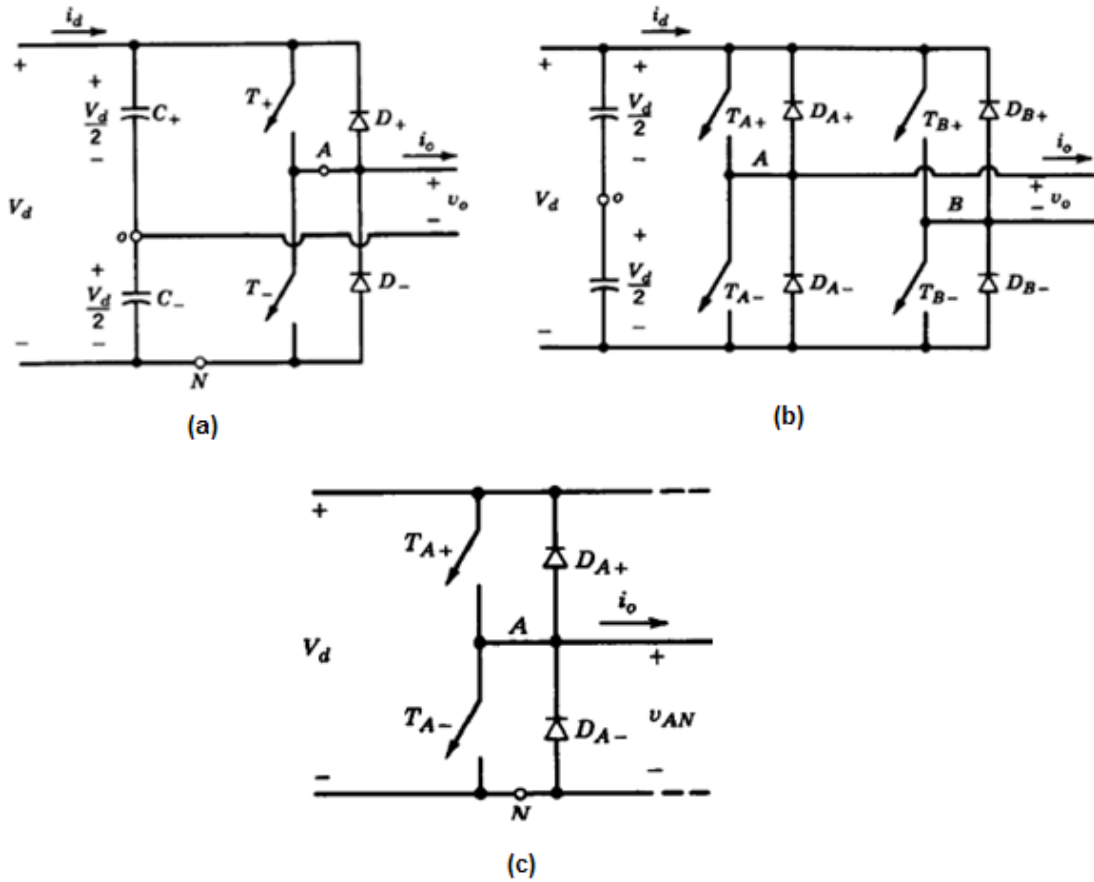


Figura 1.3 (a) Inversor medio puente. (b) Inversor puente completo. (c) Inversor de una sola pierna. [11]

En las topologías antes mencionadas existe lo que se conoce como conmutación imperfecta, la cual es uno de los mayores contribuyentes a la pérdida de potencia en estos convertidores. Estos dispositivos de conmutación absorben potencia cuando sus interruptores se encienden o apagan, si la transición se produce cuando tanto el voltaje como la corriente son diferentes de cero. Si se aumenta la frecuencia de conmutación, estas transiciones suceden con mayor frecuencia y la pérdida de potencia media en los

interruptores aumenta. En muchas ocasiones el uso de altas frecuencias es deseable por la reducción significativa en tamaño de muchos dispositivos [7].

Para poder realizar conmutaciones de más altas frecuencias en los convertidores, las pérdidas anteriormente mencionadas se pueden minimizar si cada interruptor en el convertidor cambia su estado (de encendido a apagado o viceversa) cuando el voltaje a través de él y/o la corriente es cero durante el instante de conmutación.

Para ilustrar los problemas asociados con la operación en modo de conmutación, consideremos una de las piernas del convertidor de la figura 1.3c. La corriente de salida puede tener ambas direcciones y puede asumirse como constante con magnitud I_0 debido a una carga inductiva. En la figura 1.4 se muestran las formas de onda del voltaje y corriente, por ejemplo, para el switch T_- . Inicialmente I_0 se asume que fluye por T_- . Si se aplica una señal para apagar T_- , el voltaje del interruptor v_{T_-} se incrementa hasta V_d (y presenta un sobreimpulso debido a inductancias parásitas) y luego la corriente del interruptor i_{T_-} decae a cero. Después de apagar T_- , la corriente I_0 fluye a través de D_+ . Las pérdidas de potencia p_{T_-} ($= v_{T_-} * i_{T_-}$) en el interruptor durante el apagado se muestran en la figura 1.4.

De la misma manera, en el momento del encendido. Previo al encendido de T_- , I_0 esta fluyendo por el diodo D_+ . Cuando se le aplica una señal de control para encender T_- , i_{T_-} se incrementa hasta alcanzar el valor de I_0 más el pico de recuperación inversa del diodo D_+ , figura 1.4. Eventualmente el diodo se recupera y el voltaje v_{T_-} e i_{T_-} resulta en una pérdida de potencia en T_- durante el encendido. Los circuitos que logran evitar estas pérdidas, y que por lo general requieren una forma de resonancia LC se les conoce ampliamente como convertidores resonantes [11].

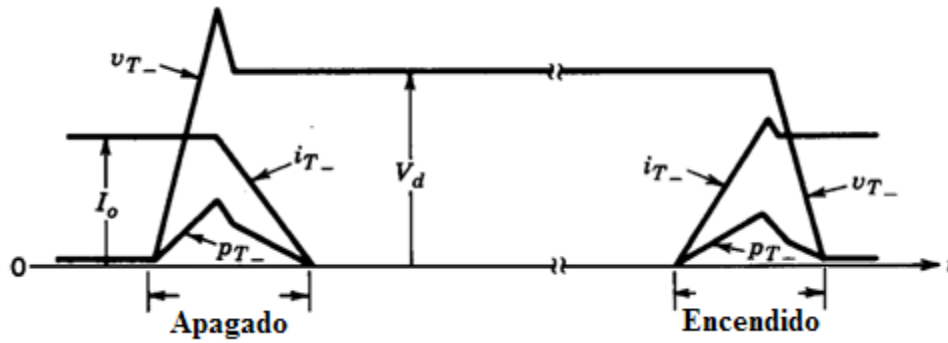


Figura 1. 4 Formas de onda de encendido y apagado en un transistor [11]

En sí los convertidores resonantes se definen como la combinación de topologías de convertidores y estrategias de conmutación que resultan en conmutaciones de cero voltaje y/o cero corriente. La clasificación de los convertidores resonantes [11] son:

1. Convertidores de carga resonante.
2. Convertidores de conmutación resonante.
3. Convertidores resonantes de enlace de dc.
4. Convertidores resonantes con paso intermedio por corriente continua.

Algunas configuraciones básicas encontradas en los convertidores resonantes son los circuitos resonantes en serie y en paralelo mostradas en la figura 1.5 y 1.6 respectivamente. Cada una de estas topologías se puede analizar por medio de ecuaciones diferenciales. En este momento nos concentraremos en el circuito resonante en paralelo. Este presenta una impedancia equivalente cuyo valor es

$$|Z| = \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C + \frac{1}{j\omega L}} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{R}\right)^2 + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2}} \quad (1.2)$$

Este circuito resonante en paralelo tendrá reactancia cero (parte imaginaria) cuando se cumpla la siguiente ecuación

$$\omega C - \frac{1}{\omega L} = 0$$

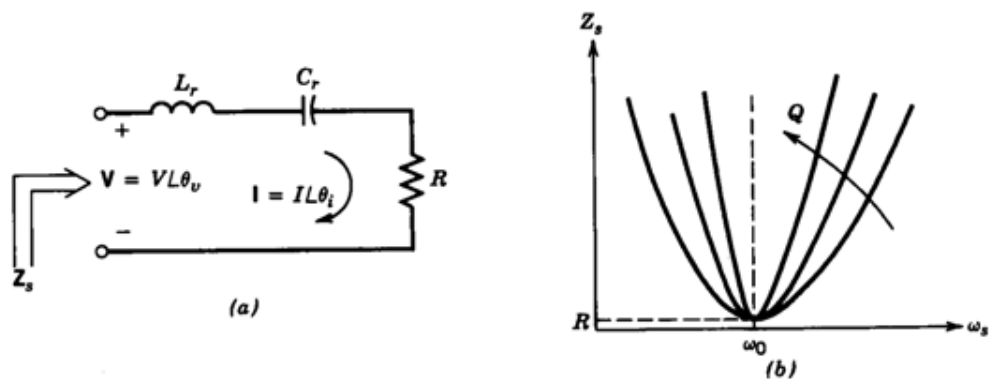


Figura 1. 5 (a) Circuito resonante en serie. (b) Gráfica de respuesta en frecuencia. [11]

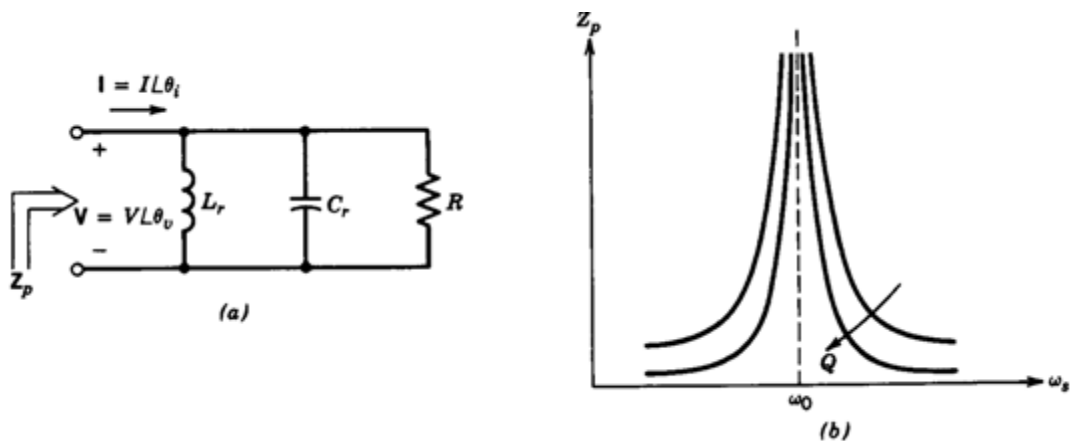


Figura 1. 6 (a) Circuito resonante en paralelo. (b) Gráfica de respuesta en frecuencia. [11]

La frecuencia que satisface la ecuación anterior se le conoce como frecuencia resonante ω_0 . De esta forma

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1.3)$$

Esto significa que cuando $\omega = \omega_0$ entonces $Z = R$, tal como lo indica la figura 1.5b.

1.3. Convertidor Clase E

1.3.1. Características generales

El convertidor clase E es un convertidor resonante del tipo carga resonante, el cual ofrece una eficiencia de conversión extremadamente alta, debido a su reducción significativa de pérdidas por conmutación [9].

El circuito del convertidor clase E, que se muestra en la figura 1.7, consiste de un solo transistor (MOSFET), una red de carga y un inductor a la entrada L_d . El transistor (SW) es controlado para actuar como un interruptor con cierta frecuencia f y cierto ciclo de trabajo D . El circuito considera a la resistencia R como la carga a la cual se le va a aplicar la potencia de corriente alterna. En la presente tesis, esta resistencia se pretende que sea lo suficientemente pequeña para evitar pérdidas de potencia en ella. Esta resistencia no representará la carga ya que se requiere realizar la transferencia de energía por medio del principio de inducción magnética de un inductor o transformador. Esta resistencia es tratada como un elemento más del circuito que nos permite obtener un voltaje alterno en el inductor y una corriente alterna en la red de carga, la cual se pretende sea sinusoidal.

Para poder realizar el análisis del circuito y obtener una serie de parámetros que nos permiten diseñarlo, se requiere hacer las siguientes suposiciones [9]:

- El transistor (SW) actúa como un interruptor ideal, por lo que se considera que tiene resistencia de saturación, así como voltaje de saturación igual a cero. La resistencia de apagado se le considera infinita y no se consideran tiempos de conmutación.
- Los componentes en la carga (C , C_l y L_m) son considerados lineales, sin pérdidas y sin resonancias parásitas. Además, el capacitor en paralelo C_l incluye la

- El inductor L_d se considera sin pérdidas y su inductancia es lo suficientemente alta para que la corriente a través de él (corriente de entrada) sea constante e igual a la corriente de la fuente de V_d .

El interruptor es conmutado cíclicamente a la frecuencia de salida deseada, la energía de corriente directa de la fuente de entrada es convertida a energía de corriente alterna a la frecuencia de conmutación.

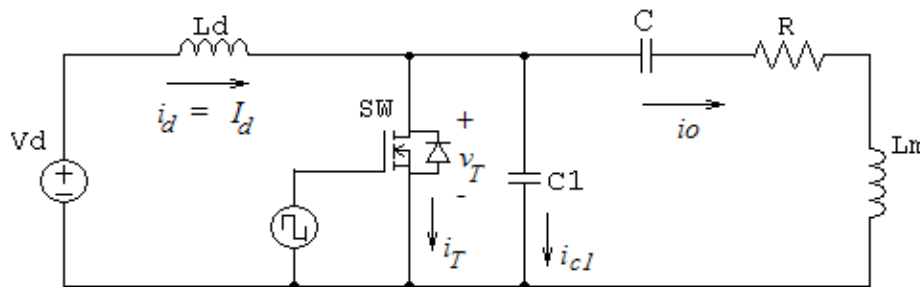


Figura 1.7 Circuito inversor Clase E

1.3.2. Análisis del Inversor Clase E

Para realizar el análisis del circuito Clase E se deben de escribir las ecuaciones básicas a partir del análisis usando la transformada de Laplace. Estas ecuaciones son extensas y se pueden obtener a partir del artículo publicado por Kazimierczuk y Puczeko [9]. El análisis se realiza a partir de considerar al circuito en sus dos estados, cuando el interruptor esta encendido y cuando éste esta apagado. Estos dos estados nos llevan a dos diferentes circuitos en la red de carga, los cuales tienen diferente frecuencia de resonancia y un factor de calidad (Q) asociado. Ambos estados con su respectiva red de carga, así como las formas de onda del circuito se muestran en la figura 1.8.

Cuando el interruptor esta encendido el circuito serie-resonante consiste de L_m , C y R tal como se indica en la figura 1.8b. La frecuencia resonante ($\omega_{01} = 2\pi f_{01}$) y el factor-Q (Q_1) son respectivamente:

$$\omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{L_m C}} \quad (1.4)$$

$$Q_1 = \frac{\omega_{01} L_m}{R} \quad (1.5)$$

Cuando el interruptor esta apagado, el circuito serie-resonante consiste en C_1 , C , L_m y R el circuito se indica en la figura 1.8c. La frecuencia resonante ($\omega_{02} = 2\pi f_{02}$) y el factor-Q (Q_2) son respectivamente:

$$\omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{\frac{L_m C C_1}{C + C_1}}} \quad (1.6)$$

$$Q_2 = \frac{\omega_{02} L_m}{R} \quad (1.7)$$

En la figura 1.8a se observan las formas de onda del Clase E: la corriente de salida es considerada sinusoidal, no existe voltaje cuando el interruptor esta encendido y fluye corriente por él y no existe corriente cuando el interruptor se encuentra apagado, y por lo tanto existe un voltaje a través de él.

Se puede ver que la frecuencia de operación del interruptor (f) difiere de ambas frecuencias resonantes. Es por esto que se introducen las siguientes relaciones.

$$A_1 = \frac{f_1}{f}$$

$$A_2 = \frac{f_2}{f}$$

El factor de calidad asociado a la frecuencia de operación f (Q_L) esta dado por la siguiente expresión

$$Q_L = \frac{\omega L_m}{R} \quad (1.8)$$

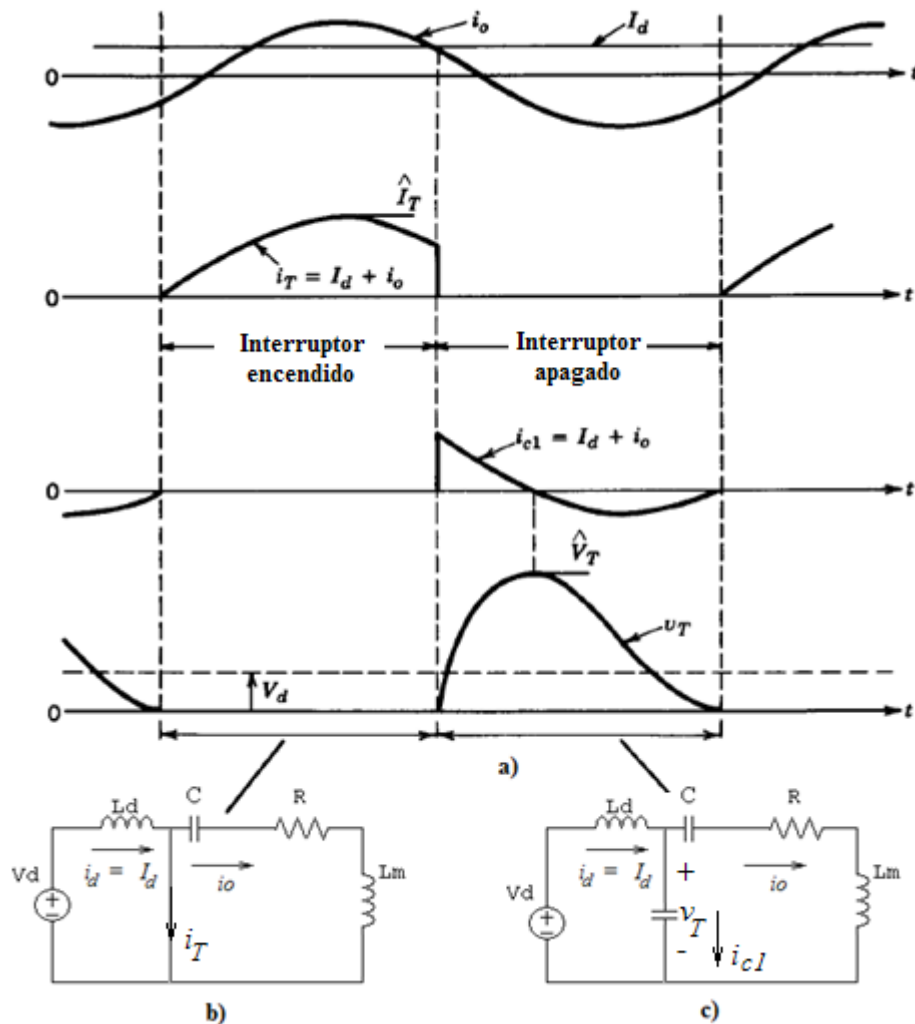


Figura 1. 8 (a) Formas de onda del convertidor clase E. (b) Circuito resultante interruptor encendido. (c) circuito resultante interruptor apagado. [11]

Como se mencionó anteriormente, la serie de ecuaciones que describen el comportamiento de la corriente y el voltaje en el interruptor, así como voltaje y corriente en la resistencia, se describen en el artículo de Kazimierczuk [9] utilizando A_1 , A_2 y Q_1 . Las

ecuaciones se obtienen a partir de análisis de cada estado usando la transformada de Laplace. Las ecuaciones resultantes fueron utilizadas en la presente tesis y se encontraron errores en la escritura de éstas. En este mismo artículo se introducen una serie de tablas que nos permiten encontrar el valor de los elementos en la red de carga (C , C_l , L_m y R) a partir de cierto factor de calidad Q_l y un ciclo de trabajo dados, así como el valor de la corriente y voltaje pico existentes en el interruptor (s_w). Las tablas propuestas por Kazimierczuk [9] se presentan en el ANEXO A.

1.3.3. Valores de corriente y voltaje y potencia

Los parámetros de energía se obtienen a partir del artículo de Kazimierczuk [9]. La resistencia de corriente directa R_{dc} que el convertidor Clase E le presenta a la fuente de directa de entrada es

$$R_{dc} = \frac{V_d}{I_d} = aR \quad (1.9)$$

Donde a es un parámetro definido en la tabla A.2, asociado a la potencia de salida, que depende del factor de calidad Q_l y del ciclo de trabajo D .

La potencia de entrada es $P_d = I_d \times V_d$. Debido al supuesto de que no hay pérdidas en el transistor, entonces la potencia en la resistencia R es igual a la de entrada ($P_o = P_d$) por lo que podemos establecer lo siguiente

$$P_o = \frac{V_d^2}{R_{dc}} = \frac{V_d^2}{aR} \quad (1.10)$$

Si normalizamos la potencia de salida P_o como

$$\frac{P_o R}{V_d^2} = \frac{1}{a} = \frac{R}{R_{dc}} \quad (1.11)$$

Cuyo valor se encuentra en la tabla A.2. De esta manera podemos encontrar el valor de la resistencia de entrada y también de la corriente de entrada, así como el valor pico del voltaje y corriente de salida. La corriente de entrada es entonces:

$$I_d = \frac{V_d}{R} \left(\frac{1}{a} \right) \quad (1.12)$$

El voltaje de salida, en la resistencia, como se dijo anteriormente es un voltaje senoidal con valor pico V_d . La corriente de salida entonces es senoidal y su valor pico es V_d/R .

1.3.4. Elección de factor de calidad Q_1

La elección de Q_1 se realiza en base a dos factores. En primera instancia, la contribución de armónicos en el voltaje y corriente en la carga R (y por lo tanto en el inductor) es mayor conforme el factor de calidad Q_1 disminuye. Para un factor de calidad Q_1 muy pequeño obtenemos una señal senoidal distorsionada, mientras que para un factor de calidad alto se obtiene una señal senoidal cuyos armónicos son despreciables. Según Kazimierzuk [9] para un factor de calidad de 1 a 5, la relación entre el n -ésimo armónico de potencia de salida entre potencia de entrada es despreciable.

En segundo término, se encontró que existe una relación entre el voltaje del inductor y el factor de calidad Q_L , el cual es aproximadamente igual a Q_1 entre más grande sea el valor de éste último. Si establecemos que Q_1 es lo suficientemente grande ($Q_1 > 5$) para que el voltaje y corriente en la carga R , (y por consiguiente la corriente en el inductor) sean considerados senoidales, entonces podemos realizar análisis fasorial para encontrar el voltaje. Si sabemos que la corriente de salida tiene la siguiente forma

$$i_o = \frac{V_d}{R} \sin(\omega t) \quad (1.13)$$

Entonces la corriente escrita en forma de fasor es la siguiente

$$\hat{I}_o = \frac{V_d}{R} \quad (1.14)$$

Por lo que el voltaje en el inductor será

$$\hat{V}_{L_m} = \omega L_m \frac{V_d}{R} \quad (1.15)$$

Si despejamos el valor del inductor L de la ecuación (1.8) y lo sustituimos en la ecuación anterior, obtendremos lo siguiente:

$$\hat{V}_{L_m} = \omega \left(\frac{Q_L R}{\omega} \right) \frac{V_d}{R} \quad (1.16)$$

Reduciendo la expresión anterior obtendremos lo siguiente

$$\hat{V}_{L_m} = Q_L V_d \quad (1.17)$$

De esta manera, a partir de la expresión anterior, sabremos que el voltaje pico en el inductor será proporcional al factor de calidad Q_L y al voltaje de entrada de corriente directa V_d .

1.3.5. Sintonización del voltaje del transistor

Muchas veces, al diseñar y obtener valores de los capacitores e inductor, éstos pueden variar de acuerdo a los valores disponibles comercialmente. Al implementar el circuito, la curva de voltaje y corriente del interruptor debe de tener la forma mostrada en la figura 1.9. Al momento de que el transistor este encendido, la forma de onda del voltaje debe de terminar con cero pendiente y eventualmente con un valor cero, si es que se utiliza un MOSFET.

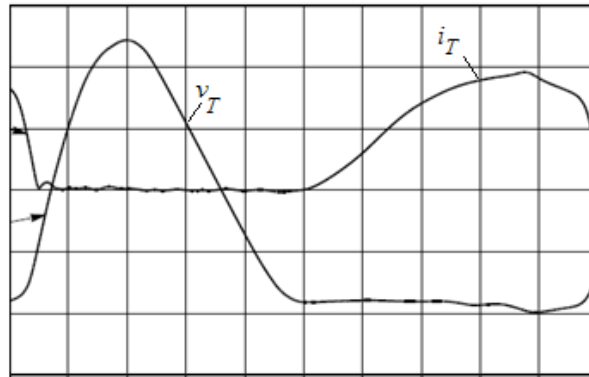


Figura 1. 9 Voltaje v_T y corriente i_T en el transistor. [13]

En la figura 1.10 se muestra la forma de onda del voltaje $v_T = V_{DS}$ del MOSFET cuando el clase E se encuentra fuera de sintonización. Se observa que al momento en el que el transistor se enciende (*T encendido*) la forma de onda presenta pendiente positiva y un valor mayor a cero.

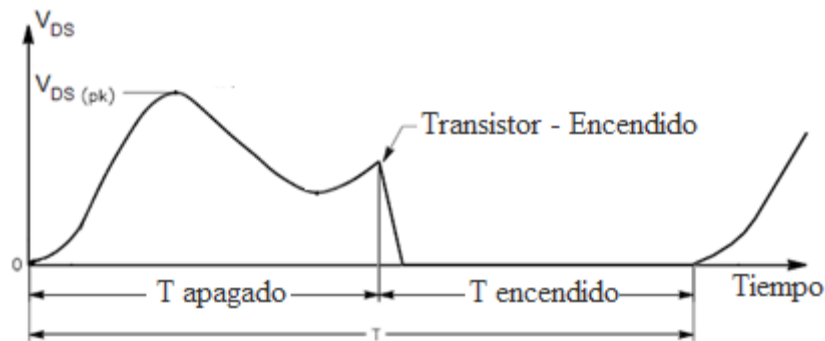


Figura 1. 10 Forma de onda típica del voltaje V_{DS} cuando la red se encuentra fuera de sintonización [13]

Para obtener la forma de onda adecuada, se requiere realizar ciertos cambios en los elementos de la red de carga (L_m , C , C_l). De acuerdo a Sokal [13] en la figura 1.10 se muestran las diferentes partes de la forma de onda y en la figura 1.11 se muestra la forma en la que afectan la variación de los elementos de la red de carga a esta forma de onda. En el apéndice B se muestra una tabla (tabla B.1) en la cual se puede obtener la forma de onda del voltaje del interruptor cuando el clase E se encuentra sintonizado.

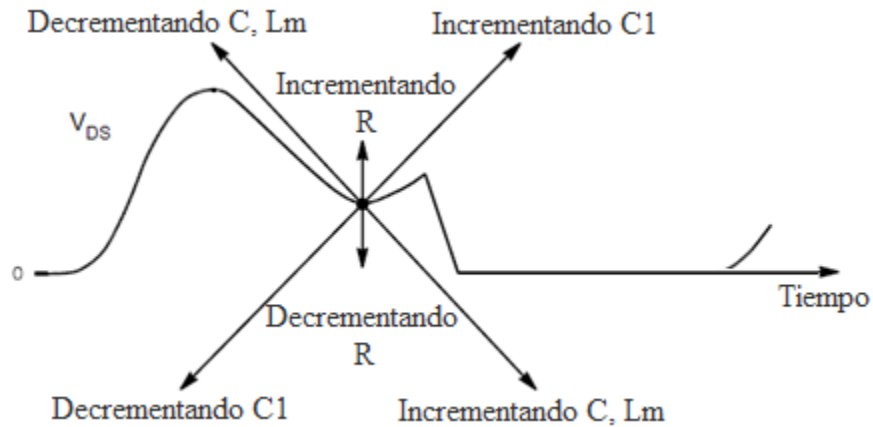


Figura 1. 11 Efectos de ajuste en los elementos de la red resonante [13]

De esta manera, al obtener la forma de onda del voltaje y corriente en el interruptor, tal como se muestra en la figura 1.9, no habrá voltaje y corriente simultáneos y por lo tanto se obtendrán menores pérdidas en el transistor.

La importancia de realizar la sintonización del convertidor clase E radica en el hecho de que los valores medidos son diferentes a los valores reales al momento de implementar. La sintonización no solo nos permite reducir pérdidas en potencia, si no obtener formas de onda como las de la figura 1.8a, las cuales al no estar sintonizadas podrían presentar valores pico que pudieran dañar a los elementos. Otra importancia de la sintonización es que al realizar el análisis y el diseño de la red de carga considerando la resistencia R , se puede posteriormente eliminar al momento de implementarla, y realizar la sintonización para obtener las formas de onda de la figura 1.8a. Esto con el fin de eliminar en mayor cantidad las pérdidas de potencia, pero sin afectar el comportamiento de la red resonante.

Las ventajas del convertidor Clase E son las siguientes

- La eliminación de las pérdidas por conmutación y la reducción en el EMI (*electromagnetic interference*).

- Es una topología de un solo interruptor, y produce una señal de corriente de salida senoidal.
- Produce voltajes y corrientes con valores-pico altos a través de los elementos resonantes L_m y C cuando se selecciona un factor de calidad alto.
- Reducción de armónicos en el voltaje y corriente de salida al aumentar el factor de calidad.