

3.4.2 Modelo de transformador trifásico no ideal

El modelo de transformador trifásico no ideal puede derivarse de la interconexión adecuada de los transformadores monofásicos no ideales. Para simplificar, asumimos que cada transformador monofásico está representado con su modelo simplificado no ideal. Para el caso de una estrella delta transformador conectado, el resultado se ilustra en la Figura 3.29.

Para el circuito de la figura 3.29, las siguientes relaciones son válidas:

$$\begin{aligned} \tilde{I}_a (V_a \tilde{m}_{i_a}) Y & \quad \tilde{I}'_a \tilde{a}_{i_a} \\ \tilde{I}_B (V_B \tilde{m}_{i_B}) Y & \quad \tilde{I}'_B \tilde{a}_{i_B} \\ \tilde{I}_C (V_C \tilde{m}_{i_C}) Y & \quad \tilde{I}'_C \tilde{a}_{i_C} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \tilde{m}_{i_a} A \tilde{V}_A \tilde{V}_B & \quad \tilde{I}_{Una} \tilde{Y}_o \tilde{I}'_a \\ \tilde{m}_{i_B} A \tilde{V}_B \tilde{V}_C & \quad \tilde{I}_B \tilde{I}'_{ab} \\ \tilde{m}_{i_C} A \tilde{V}_C \tilde{V}_A & \quad \tilde{I}_C \tilde{Y}_o \tilde{I}'_c \end{aligned}$$

Tras la eliminación de las variables \tilde{m}_{i_a} , \tilde{m}_{i_B} , \tilde{m}_{i_C} y \tilde{Y}_o , \tilde{Y}_{oB} , \tilde{I}_c y expresando las corrientes restantes en función de los voltajes obtenemos un conjunto de seis ecuaciones que, escritas en matriz notación, son:

$$\begin{array}{ccccccc} \tilde{I} & & & & & & \tilde{V} \\ \tilde{I}_B^a & & & & & & \tilde{V}^a \\ \tilde{I}_C & Y & & & & & \tilde{V}^B \\ \tilde{I}_A & & & & & & \tilde{V}_A^C \\ \tilde{I}_B & & & & & & \tilde{V} \\ \tilde{I}_C & & & & & & \tilde{V}_C^B \end{array}$$

Tenga en cuenta que la ecuación anterior expresa la relación entrada / salida del transformador trifásico.

En forma de matriz compacta, la ecuación anterior se puede escribir como

$$\begin{array}{ccc} \tilde{I}_{abc} & Y & I \quad aE \quad \tilde{V} \\ \tilde{I}_{ABC} & & aE_T \quad u^2 n a F \quad \tilde{V}_{ABC}^{aBC} \end{array}$$

donde I es la matriz de identificación 3x3, y las matrices E y F son:

$$\begin{array}{r}
 \begin{array}{ccc}
 1 & 1 & 0 \\
 E = 0 & 1 & 1 \\
 & 1 & 0 & 1 \\
 & 2 & 1 & 1 \\
 F = 1 & 2 & 1 \\
 & 1 & 1 & 2
 \end{array}
 \end{array}$$

Las ecuaciones anteriores representan el modelo simplificado de un transformador trifásico conectado en estrella delta. El mismo procedimiento puede proporcionar los modelos para otras conexiones, es decir, conexiones delta-delta, estrella-estrella y estrella-triángulo.

3.4.3 Circuitos de secuencia de transformadores trifásicos

Los transformadores trifásicos son elementos trifásicos inherentemente simétricos. Esto significa que al aplicar la transformación simétrica, su modelo se puede transformar en tres circuitos equivalentes, a saber, los circuitos equivalentes de secuencia positiva, negativa y cero. El procedimiento se ilustrará en un modelo de transformador conectado delta-estrella desarrollado en el párrafo anterior. Debe entenderse que el procedimiento se aplica igualmente a cualquier otra configuración.

Las tensiones y corrientes de fase se sustituyen por sus correspondientes componentes simétricos de la siguiente manera:

$$\begin{array}{l}
 \tilde{I}_{ABC} = T \tilde{I}_{120} \\
 \tilde{I}_{ABC} = T \tilde{I}'_{120} \\
 \tilde{V}_{ABC} = T \tilde{V}_{120} \\
 \tilde{V}_{ABC} = T \tilde{V}'_{120}
 \end{array}$$

Reemplazando las cantidades de fase con los componentes simétricos, la ecuación para los tres transformador de fase se convierte en:

$$\begin{array}{ccc}
 \tilde{I} & & \tilde{I} \\
 \tilde{I}_{120} & & \tilde{I}_{120}
 \end{array}$$

Tenga en cuenta que por evaluación directa, se aplica lo siguiente:

$$T^{-1} ESO I$$

$$\begin{array}{cccc}
 & \sqrt{3}mi_{\beta 0_0} & 0 & 0 \\
 T_{1ET} & 0 & \sqrt{3}mi_{\beta 0_0} & 0 \\
 & 0 & 0 & 0 \\
 \\
 & \sqrt{3}mi_{\beta 0_0} & 0 & 0 & & 3 & 0 & 0 \\
 T_{1ET} & 0 & \sqrt{3}mi_{\beta 0_0} & 0 & T_{1PIE} & 0 & 3 & 0 \\
 & 0 & 0 & 0 & & 0 & 0 & 0
 \end{array}$$

Al sustituir y agrupar las seis ecuaciones en tres grupos de dos obtenemos:

$$\begin{array}{l}
 \tilde{I}_1 Y_1 \tilde{V} \quad \sqrt{3}si_{\beta 0_0} V_1 \\
 \tilde{I}'_1 \quad \sqrt{3}si_{\beta} \quad 30^{\circ} V_1 \quad 3 \quad u\tilde{h}^2 \tilde{V}'_1 \\
 \\
 \tilde{I}_2 Y \tilde{V}_2 \quad \sqrt{3}si_{\beta} \quad 0_0 V'_2 \\
 \tilde{I}'_2 \quad \sqrt{3}si_{0_0} \tilde{V}'_2 \quad \tilde{V}_2 \quad 3u\tilde{h}^2 \tilde{V}'_2 \\
 \\
 \tilde{I}_0 Y V_0 \\
 \tilde{I}'_0 \quad 0
 \end{array}$$

Tenga en cuenta que las relaciones anteriores representan tres conjuntos independientes de ecuaciones correspondientes a tres circuitos equivalentes que se ilustran en la figura 3.30. Un ejemplo ilustrará el procedimiento.

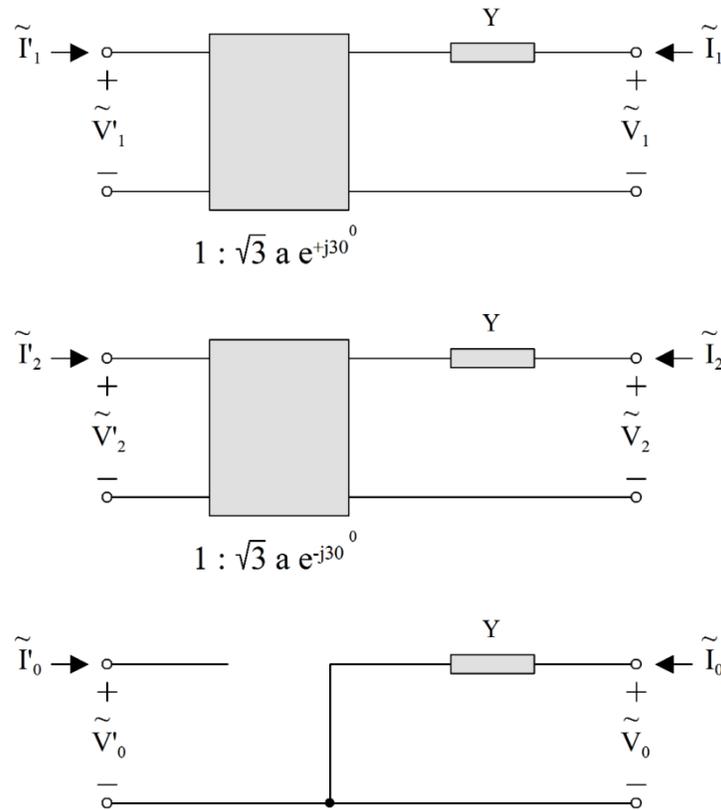


Figura 3.30: Equivalente de secuencia de un transformador trifásico conectado en triángulo y estrella

Ejemplo E3.7: Un banco de transformadores trifásicos está formado por tres transformadores monofásicos. Cada transformador monofásico tiene el circuito equivalente de la figura E3.7a. Las conexiones trifásicas se ilustran en la Figura E3.7b.

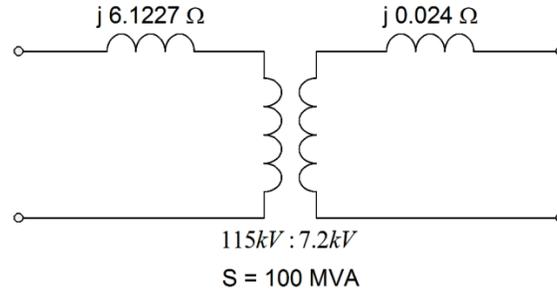
- Dibuje el circuito equivalente de secuencia positiva del banco de transformadores trifásicos con todas las impedancias mostradas en la derecholado. La relación de transformación y los valores de impedancia deben estar claramente marcados en cantidades reales, es decir, voltios y ohmios.
- Dibuje el circuito equivalente de secuencia positiva del banco de transformadores trifásicos con todas las impedancias mostradas en la izquierdalado. La relación de transformación y los valores de impedancia deben estar claramente marcados en cantidades reales, es decir, voltios y ohmios.
- Dibuje el circuito equivalente por fase en por unidad del banco de transformadores trifásicos usando las siguientes bases.

Lado izquierdo:

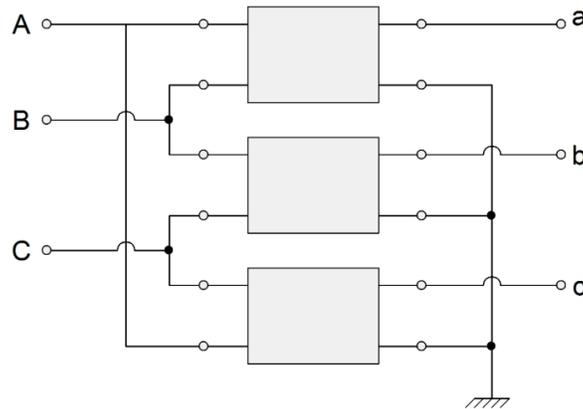
$S_B = 300$ MVA (trifásico) $V_{B1} = 66,395$ kV (línea a neutro)

Lado derecho:

$S_B = 300$ MVA (trifásico) $V_{B2} = 7,2$ kV (línea a neutro)



(a)



(B)

Figura E3.7: Construcción de un banco de transformadores trifásicos
(a) Modelo de circuito de transformador monofásico, (b) Conexiones trifásicas. Cada bloque representa el Transformador monofásico de (a)

Solución: El circuito equivalente de la figura E3.7a se puede modificar haciendo referencia a la impedancia de fuga de $j6.6125$ ohmios en el lado derecho. Al hacerlo, el modelo de transformador trifásico se vuelve idéntico al circuito de la figura 3.11 con

$$Y = \frac{1}{j0,048 \text{ ohmios}} = j20.8333 \text{ S} \quad y \quad a = \frac{7.2}{115,0} = 0.0626$$

a) Utilizando los resultados de la sección anterior, el circuito equivalente de secuencia positiva del transformador se muestra en la Figura E3.7a.

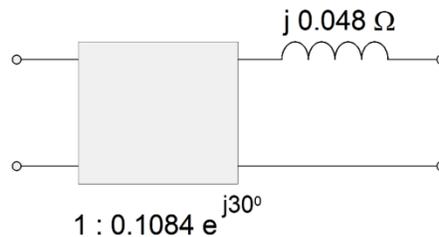


Figura E3.7a

b) Refiriéndose a la impedancia en el lado izquierdo, se obtiene el circuito equivalente de secuencia positiva de la Figura E3.7b.

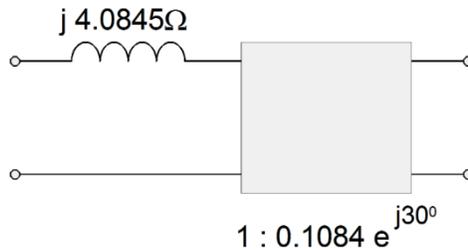


Figura E3.7b

c) La impedancia base en el lado izquierdo es:

$$Z_{B1} = \frac{V_{B1}^2}{S_{B1}} = \frac{115^2}{300} = 44.0833 \text{ ohmios}$$

El valor unitario de la impedancia es:

$$Z_{1tu} = \frac{j4.0845}{44.0833} = j0.0927$$

La relación de transformación por unidad es:

$$1 : 0.1084 m i_{\beta 0} \quad 1 / 66.395 : 0.1084 m i_{\beta 0} / 7.2 \quad 1 : 1 m i_{\beta 0}$$

Por lo tanto, el circuito equivalente de secuencia positiva por unidad se muestra en la figura E3.7c. similar Se desarrolla el circuito de la figura E3.7d.

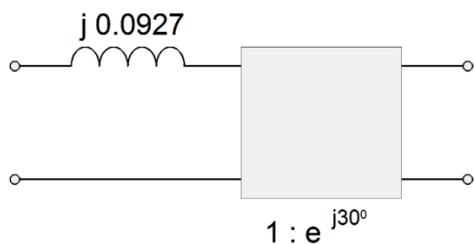


Figura E3.7c

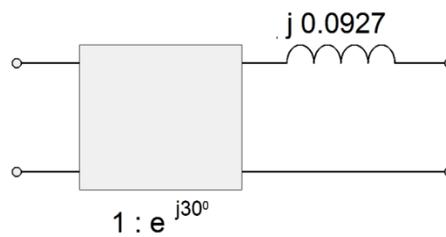


Figura E3.7d

3.4.4 Modelo de transformador para cálculos de corriente de irrupción

Los transformadores se fabrican normalmente con núcleo de hierro. Los transformadores de núcleo de hierro exhiben no linealidades siempre que el núcleo de hierro está saturado. El núcleo de hierro de un transformador se puede representar con un inductor no lineal y una resistencia no lineal.

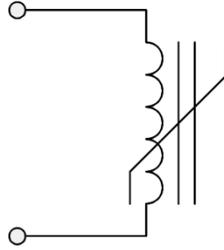


Figura 3.31: Símbolo esquemático de un inductor saturable

Las ecuaciones que describen un núcleo de hierro típico representado con un inductor saturable son:

$$I_1(t) = I_0 \left| \frac{D(t)}{D_{\text{max}}} \right|^{1.7} \text{firmar}(t) \quad (3,1)$$

$$I_2(t) = I_0 \left| \frac{D(t)}{D_{\text{max}}} \right|^{1.7} \text{firmar}(t) \quad (3,2)$$

$$0 = v_1(t) - v_2(t) = \frac{D(t)}{dt}$$

El modelo anterior proporciona la corriente eléctrica necesaria para soportar el flujo magnético del transformador.

La pérdida del núcleo es una función de la frecuencia y el flujo magnético. Específicamente, la pérdida del núcleo consiste en la pérdida por histéresis y la pérdida por corrientes parásitas. Las ecuaciones aproximadas para estas pérdidas son:

Pérdida de histéresis:

$$P_{AG} = a_h \frac{f}{\text{max}} \left(\frac{B_{\text{max}}}{\text{max}} \right)^{1.7}$$

Pérdida por corrientes de Foucault:

$$P_{AG} = a_{mi} \frac{f^2}{\text{max}} \left(\frac{B_{\text{max}}}{\text{max}} \right)^2$$

dónde a_h y a_{mi} son constantes, B_{max} es la máxima densidad de flujo magnético en el núcleo.

3.4.5 Modelo de transformador para altas frecuencias

A frecuencias muy altas, un transformador de potencia se comporta de manera bastante diferente. Por ejemplo, a altas frecuencias, el núcleo de hierro del transformador no responderá al campo de cambio muy rápido y no logrará una magnetización completa. Además, las pérdidas del núcleo serán muy elevadas. Más allá de una cierta frecuencia, la respuesta del núcleo de hierro será inexistente hasta el punto de que el núcleo se puede descuidar. En este caso, la bobina del transformador se puede modelar como una inductancia distribuida y

capacitancia, los parámetros de estos componentes determinados por la bobina sola. El modelado de transformadores a altas frecuencias está más allá del alcance de este libro.

3.5 Modelado de generador

Los generadores son dispositivos muy complejos que exhiben un comportamiento bastante complejo. Los primeros generadores producen armónicos en condiciones normales de funcionamiento debido a la construcción de los devanados. Además, el generador presenta diferentes impedancias a lo largo de sus ejes directo y en cuadratura. Esto hace que la interacción del generador con la red sea bastante compleja cuando las formas de onda están distorsionadas.

Los modelos de generadores para el análisis de frecuencia de energía se pueden clasificar en tres categorías según el período de tiempo de interés. Para fenómenos de corta duración (típicamente dos ciclos), el modelo de generador apropiado es el llamado modelo subtransitorio. Para períodos de mayor duración (normalmente medio segundo), el modelo de generador apropiado es el modelo transitorio. Finalmente, para largos períodos de tiempo (o estado estacionario), el modelo apropiado es el modelo sincrónico. Como ejemplo, la Figura 3.32 ilustra el modelo transitorio de secuencia positiva del generador. Tenga en cuenta que el generador presenta un valor de impedancia diferente a lo largo del eje d y diferente a lo largo del eje q .

Una forma simplificada de modelar un generador en presencia de distorsión de la forma de onda es considerar las impedancias del generador al flujo de armónicos específicos. Para ello es conveniente analizar las corrientes eléctricas en armónicos y cada armónico en componentes de secuencia.

Las impedancias de la secuencia del generador son:

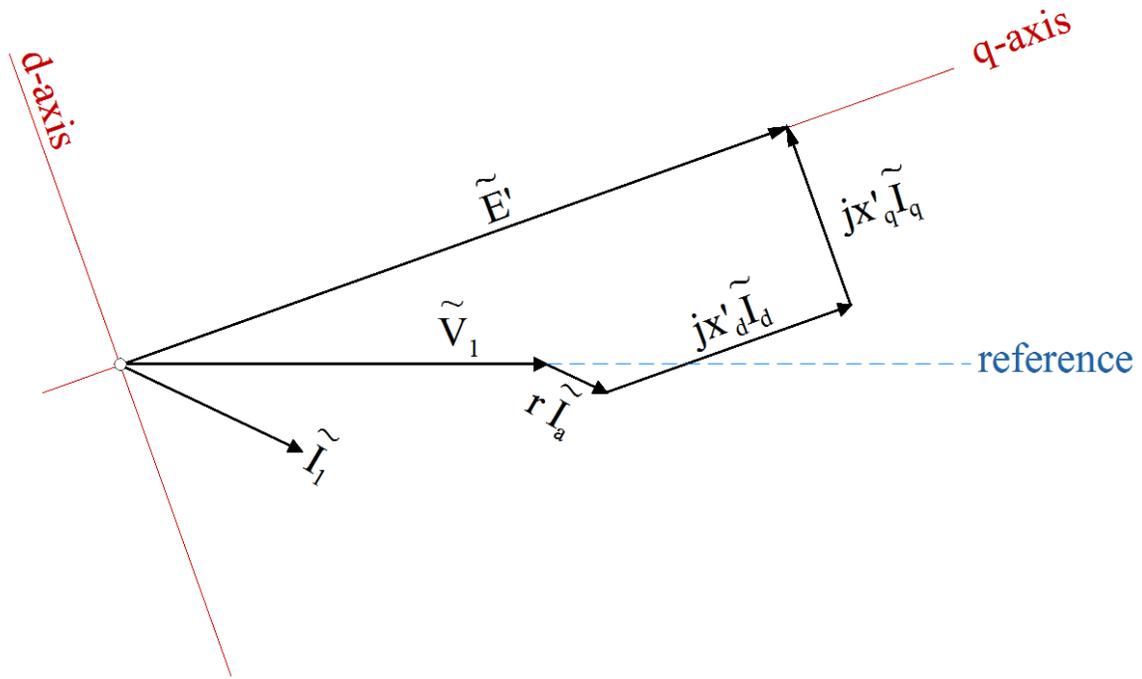
$$L_h \frac{L_D'' L_q''}{2}$$

$$L_h \frac{L_D'' L_q''}{2}$$

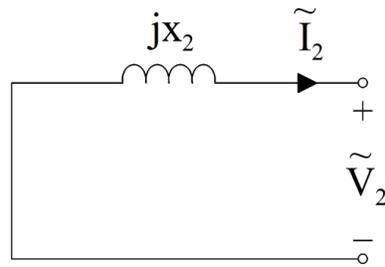
$$L_{\theta} \quad L_0$$

Es importante reconocer que las corrientes armónicas en la armadura de una máquina síncrona generarán un flujo magnético en el espacio de aire de la máquina. Por ejemplo, una secuencia positiva 5th

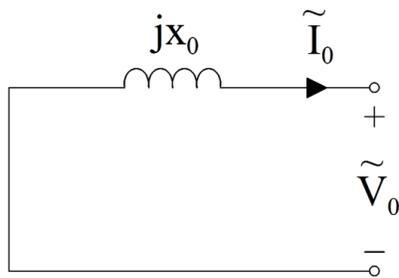
La corriente armónica generará un campo magnético giratorio en el entrehierro que girará a una velocidad igual a cinco veces la velocidad síncrona en la dirección de rotación del rotor. Del mismo modo, una secuencia negativa 5th La corriente armónica generará un campo magnético giratorio con una velocidad igual a cinco veces la velocidad síncrona pero en una dirección opuesta a la rotación del rotor. Finalmente una secuencia cero 5th La corriente armónica generará un campo magnético pulsante. Estos campos magnéticos generarán un par mediante el mismo mecanismo que en un motor de inducción. Este par de torsión muchos tiempos es perjudicial para la esperanza de vida de las máquinas síncronas.



(a)



(B)



(C)

Figura 3.32: Modelo transitorio de generador síncrono - Diagrama fasorial
 (a) Diagrama fasorial de secuencia positiva, (b) Circuito equivalente de secuencia negativa, (c) Secuencia cero circuito equivalente

3.6 Modelos de generación con interfaz de inversor

En las últimas dos décadas, hemos experimentado la penetración de la generación que se interconecta con la red eléctrica a través de inversores. Los sistemas más conocidos son los sistemas de turbinas eólicas y las plantas fotovoltaicas. Los modelos de estos sistemas son bastante complejos ya que involucran máquinas rotativas y electrónica de potencia. Como ejemplo, las figuras siguientes ilustran los sistemas de turbinas eólicas más comunes, denominados tipo 3 y tipo 4. La figura 3.33 muestra un sistema de turbina eólica que interactúa con la red eléctrica a través de un rectificador que rectifica la energía en CC y luego se convierte en CA de la frecuencia adecuada antes de conectarse a la red. El sistema tiene rectificación e inversión completa de toda la potencia generada por el aerogenerador / aerogenerador. Figura 3. 34 ilustra otro sistema que tiene el generador del sistema eólico conectado directamente a la red eléctrica y la frecuencia se controla con un conjunto de rectificador / inversor conectado al devanado del rotor de una máquina de inducción de doble alimentación. A medida que cambia la velocidad de rotación del sistema de turbina / generador eólico, la frecuencia de los devanados del rotor cambia de tal manera que las corrientes y tensiones del inducido son de la frecuencia de agarre.

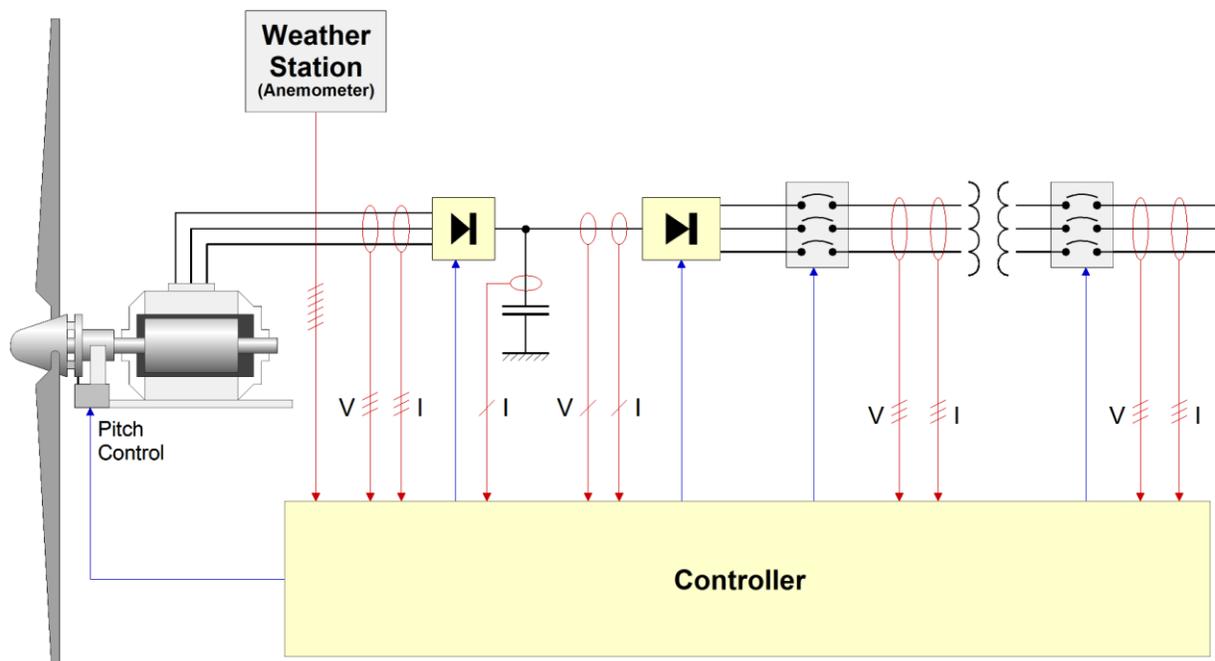


Figura 3.33: Sistema de turbina AWind con rectificación e inversión completas

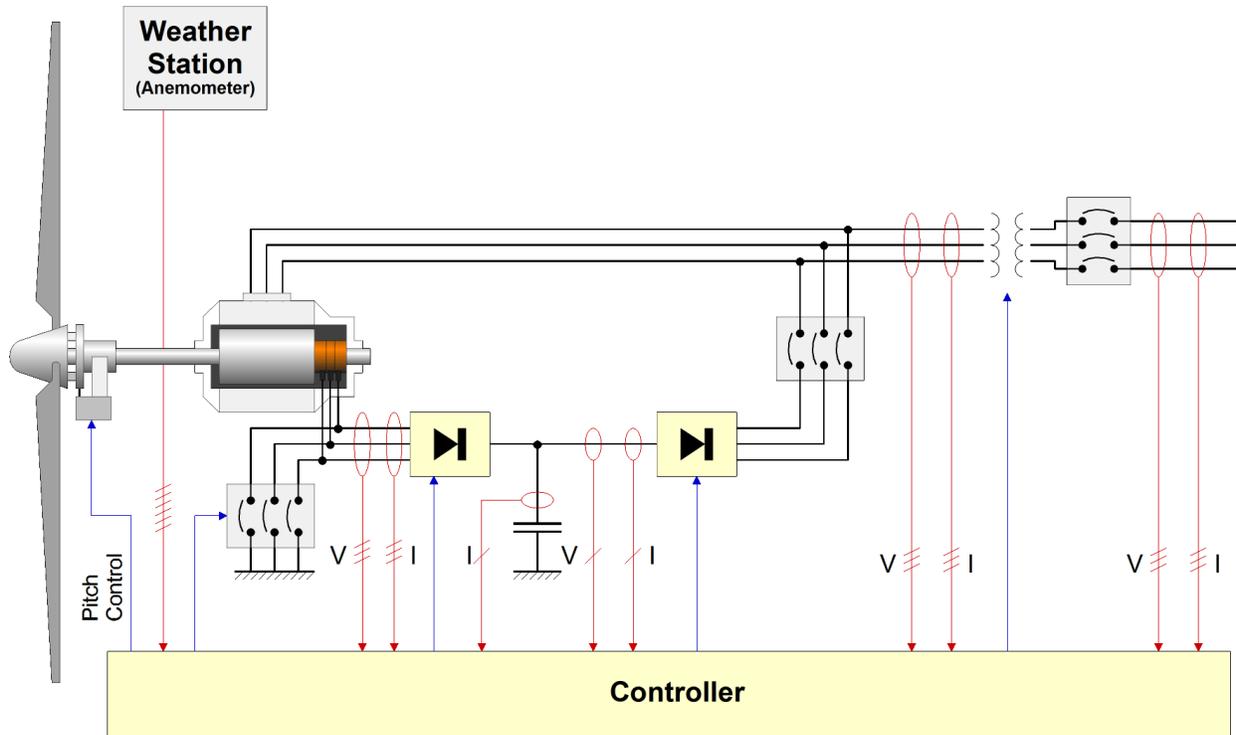


Figura 3.34: Sistema de turbina AWind con máquina de inducción de doble avance y Control de bobinado del rotor

3.7 Modelado de carga eléctrica

Las cargas eléctricas han experimentado un cambio dramático en los últimos años. La razón de estos cambios es la proliferación de nuevas tecnologías (especialmente electrónica de potencia) en el aprovechamiento de la energía eléctrica. Las cargas eléctricas consisten en una variedad de aparatos tales como motores de inducción tradicionales, variadores de velocidad, computadoras, rectificadores, iluminación fluorescente de balasto electrónico, atenuadores, impresoras, acondicionadores de aire, acondicionadores de energía, etc. Cada uno de estos tipos de carga tiene características específicas. En general, el modelo de carga a seleccionar depende de la aplicación prevista. Por ejemplo, para las aplicaciones tradicionales de flujo de potencia, la carga se modela como una carga de potencia constante, o una carga de corriente constante o una carga de impedancia constante o una combinación de estas. Hay algo racional para cada uno de ellos. Por ejemplo, un alimentador tradicional con muchas cargas diferentes tendrá un regulador de voltaje que mantiene un voltaje casi constante al inicio del alimentador, mientras que las condiciones pueden cambiar en otras partes del sistema. En este caso, la carga del alimentador será aproximadamente constante para un conjunto específico de clientes conectados al alimentador (ningún cliente entra y sale). Se pueden hacer argumentos similares para la corriente constante (cargas específicas) y las cargas de impedancia constante (generalmente sin regulación de voltaje). Debido a que un alimentador típico puede tener una variedad de cargas, ocasionalmente se usa una combinación de estos modelos, conocida como modelo ZIP (Z significa impedancia constante, I significa corriente constante y P significa potencia constante). Estos modelos son aproximaciones para el funcionamiento en régimen permanente del sistema. Durante los transitorios,

presencia de reguladores de voltaje (los reguladores de voltaje son típicamente electromecánicos y tienen una respuesta retardada).

Aquí presentamos algunos ejemplos, como motores de inducción, atenuadores, fuentes de alimentación, iluminación fluorescente y convertidores.

3.7.1 Motores de inducción

La mayoría de las cargas eléctricas son motores eléctricos, normalmente dos tercios de las cargas eléctricas son motores eléctricos. Los motores eléctricos están dominados por motores de inducción. Se estima que alrededor del 50% al 60% de la carga eléctrica total consiste en motores de inducción. Los motores de inducción se comportan de una manera que afecta el funcionamiento en estado estable del sistema (por lo general, la potencia reactiva requerida depende de la magnitud del voltaje de tal manera que si se reduce el voltaje, el motor requerirá más potencia reactiva que provocará una mayor reducción del voltaje y posiblemente inestabilidad de voltaje). También afectan la respuesta transitoria del sistema, ya que cualquier transitorio puede resultar en una reducción de la velocidad del motor que altera las características del motor. En este caso, los transitorios electromecánicos se vuelven muy importantes para determinar la respuesta del sistema. En cualquier caso, los motores eléctricos afectan la estabilidad del sistema, así como las prácticas de protección de relés.

El tema de modelar la dinámica de la carga, que en su mayor parte depende de motores eléctricos, es un tema de intensa investigación. En esta sección examinamos las principales características de los motores de inducción con énfasis en el impacto en las funciones de protección.

Los diseños de motores de inducción más conocidos son los diseños NEMA A, B, C y D. Por supuesto, en los últimos años se han desarrollado muchos diseños nuevos hasta el punto en que tenemos una gran cantidad de diseños. Por simplicidad, deberíamos discutir los diseños estándar A, B, C y D. Un modelo equivalente que captura con bastante precisión las características de los diseños estándar se muestra en la Figura 3.x en términos de los circuitos de secuencia positiva, negativa y cero del modelo. motor de inducción (o generador).

En la Figura 3.x, el subíndice *s* se refiere al estator, el subíndice *r* se refiere al rotor y los subíndices 1, 2 y 0 se refieren a la secuencia positiva, negativa y cero, respectivamente. En términos de conversión de energía, la cantidad de energía consumida por las resistencias dependientes de la velocidad es igual a la cantidad de energía transformada de eléctrica a mecánica (o viceversa si la máquina opera como un generador).

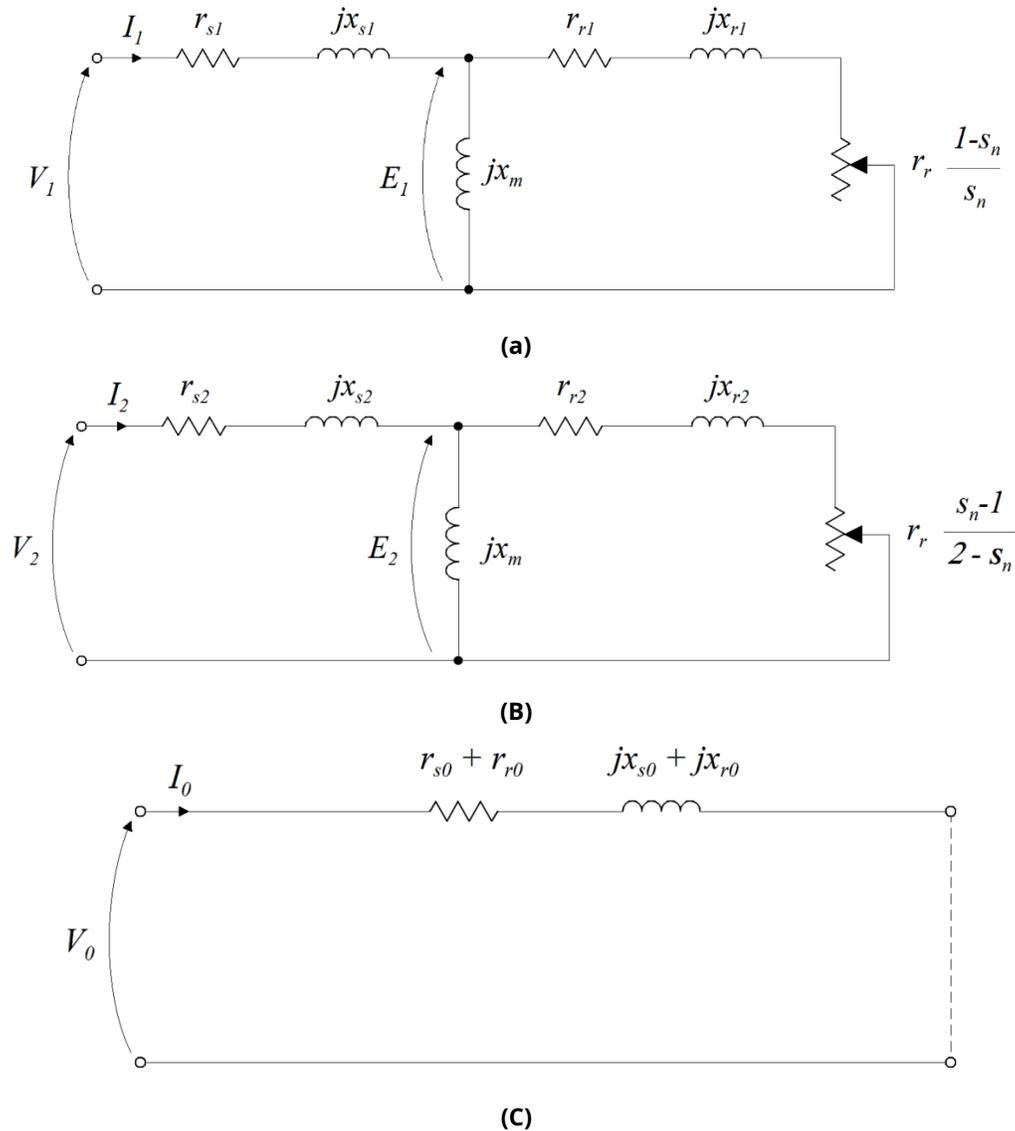


Figura 3.35 Modelo de secuencia de diseños de máquinas de inducción estándar.

(a) secuencia positiva, (b) secuencia negativa, (c) secuencia cero

3.7.2 Modelado de inversor / rectificador

Uno de los dispositivos más comunes en los sistemas de energía es el convertidor. El convertidor es un dispositivo basado en un interruptor electrónico que convierte la energía eléctrica de una forma a otra mediante operaciones de conmutación. Los convertidores pueden funcionar como rectificadores (CA a CC) o como inversores (CC a CA) o como convertidores generales (CA a CA). El número de diseños de convertidores es enorme. Por razones prácticas, limitamos la discusión y presentación a un diseño específico. Se anima al lector a consultar libros que se centren en el modelado de inversores.

Para aplicaciones de alta potencia, a menudo se usa un diseño de convertidor de seis válvulas. La Figura 3.z ilustra la topología del convertidor de seis válvulas. Consta de seis conmutadores implementados mediante SCR. Cada

El SCR está protegido por un circuito amortiguador RC que reduce el voltaje transitorio en cada SCR durante la transición del estado conductor al no conductor. Una operación de convertidor de seis pulsos se caracteriza por seis operaciones de conmutación por ciclo. Las topologías de convertidores de 12, 18 y 24 pulsos se obtienen conectando dos, tres o cuatro convertidores de seis válvulas en serie con las señales de control adecuadas y fuentes de A / C con desfase. La Tabla 3.2 muestra los valores típicos de los armónicos de forma de onda de corriente (en por unidad) generados por convertidores de 6 pulsos, 12 pulsos, 18 pulsos y 24 pulsos. Tenga en cuenta que los niveles de armónicos están disminuyendo con topologías de pulso más altas.

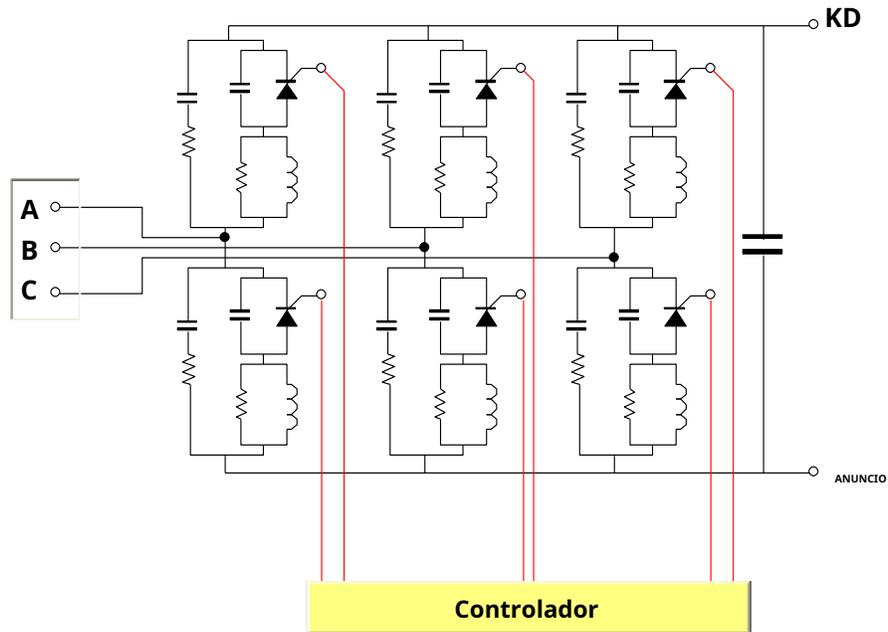


Figura 3.36: Estructura genérica de un convertidor

Modelo de promediado: Para el modelo de promediado del convertidor de dos niveles, presentamos ecuaciones equivalentes del convertidor de dos niveles en representación fasorial. Las ecuaciones del modelo son:

Las ecuaciones de estado externo son:

$$\tilde{I}_a = jB (V_a - \tilde{m}_a) \tilde{V} \tag{0,1}$$

$$\tilde{I}_B = jB (V_B - \tilde{m}_B) \tilde{V} \tag{0,2}$$

$$\tilde{I}_C = jB (V_C - \tilde{m}_C) \tilde{V} \tag{0,3}$$

$$I_{KD} = GRAMO V_{KD} U_{KD} \tag{0,4}$$

$$I_{ANUNCIO} = GRAMO V_{ANUNCIO} U_{ANUNCIO} \tag{0,5}$$

La ecuación de equilibrio de poder real es:

$$0 = (VI)_{KD} - \frac{I_{ANUNCIO}^2}{GRAMO} - \frac{I_{KD}^2}{GRAMO} \text{ Re } \tilde{V} \tilde{I}^* - \tilde{V}_C \tilde{I}_C^* \tag{0,6}$$

La ecuación de equilibrio de corriente continua es:

$$0 \text{ GRAMO } V_{KD} \ U_{KD} \ \text{GRAMO } V_{ANUNCIO} \ U_{ANUNCIO} \quad (0,7)$$

La relación entre el voltaje de CC y los voltajes de CA es:

$$0 \ 3\sqrt{3} \ m_{\text{metro}_a} \ 0,707 \ U_{KD} \ U_{ANUNCIO} \quad (0,8)$$

La ecuación de restricción para el índice de modulación es:

$$0 \ m_{\text{metro}_a} \ 1 \quad (0,9)$$

Controlador alternativo (V, P): control de voltaje CC y control de potencia.

$$0 \ 3\sqrt{3} \ m_{\text{metro}_a} \ 0,707 \ U_{\text{corriente continua,max}} \quad (0,10)$$

$$0 \ U_{\text{corriente continua,max}} \ m_{\text{metro}_a} \ V_{dc,ref} \ U_{KD} \ U_{AD} \ V_{ANUNCIO} \quad (0,9)$$

$$0 \ P_{AG} \ Re \ V_{\text{Automóvil club británico}} \ V_{\text{V.L.B.}} \ V_{\text{V.C.I.C.}} \quad (0,10)$$

Los inversores pueden generar armónicos según su diseño. Para ejemplo de ancho de pulso Los inversores de modulación generan muy pocos armónicos y la mayoría a frecuencias más altas. Los inversores de pulso (6, 12, 18, etc. inversores de pulso) generan muchos más armónicos y armónicos de menor frecuencia. La Tabla 3.2 proporciona valores típicos de armónicos generados por inversores de pulsos.

Tabla 3.2: Valores típicos de armónicos generados (en pu)

Convertidor Pulsos	5 TH	7 TH	11 TH	13 TH	17 TH	19 TH	23 RD	25 TH	THD
6	0,175	0,110	0,045	0,029	0,015	0,010	0,009	0,008	0,215
12	0,026	0,016	0,045	0,029	0,002	0,001	0,009	0,008	0,063
18	0,026	0,016	0,007	0,004	0,015	0,010	0,001	0,001	0,037
24	0,026	0,016	0,007	0,004	0,002	0,001	0,009	0,008	0,034

3.7.3 Fuentes de alimentación convencionales

Los dispositivos electrónicos obtienen energía de la red del sistema de energía, por lo general convierten CA en CC de bajo voltaje. Los circuitos utilizados para este propósito pueden clasificarse ampliamente como convencionales (también denominados *lineal*) y modo conmutado. Las fuentes de alimentación convencionales utilizan un circuito rectificador simple seguido típicamente por un condensador de filtro y, opcionalmente, un circuito regulador de voltaje lineal. En la Figura 3.37 se ilustra una fuente de alimentación convencional típica. El puente de diodos D1 conduce corriente cargando el condensador de filtro C1 siempre que el voltaje a través del condensador sea menor que el voltaje instantáneo de la fuente de CA que alimenta el circuito. Esto da como resultado la forma de onda actual *es*) ilustrado en la Figura 3.38 (trazado rojo del gráfico). Tenga en cuenta que la duración y la amplitud de los pulsos de corriente, así como la ondulación del voltaje del condensador, dependen del valor de capacitancia del filtro y de la corriente de carga. Aumentar el tamaño del condensador da como resultado una ondulación de voltaje del condensador más baja, pero

también acorta el ancho del pulso de la corriente de entrada y aumenta su amplitud, aumentando así también el contenido armónico de la corriente de entrada.

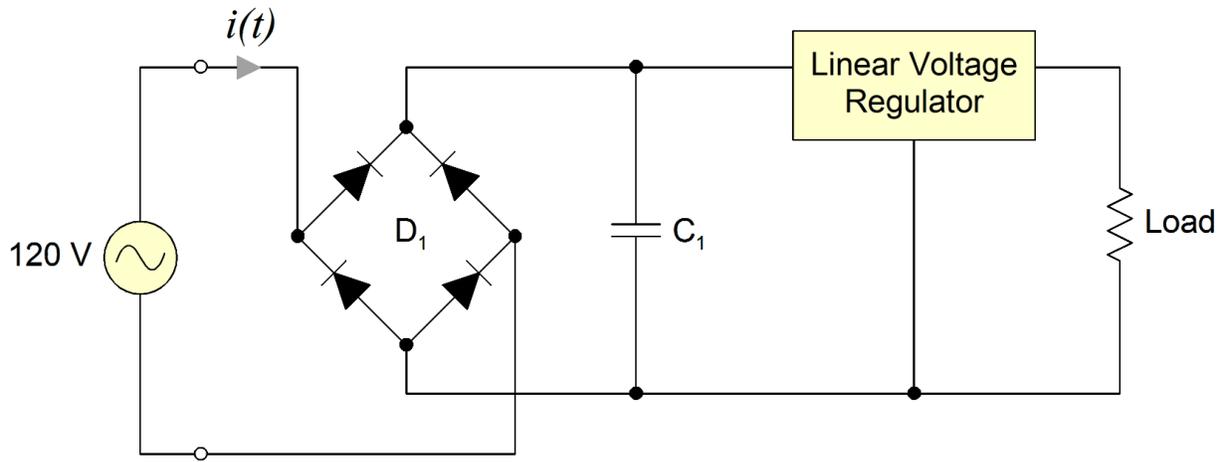


Figura 3.37: Diagrama del circuito de la fuente de alimentación convencional

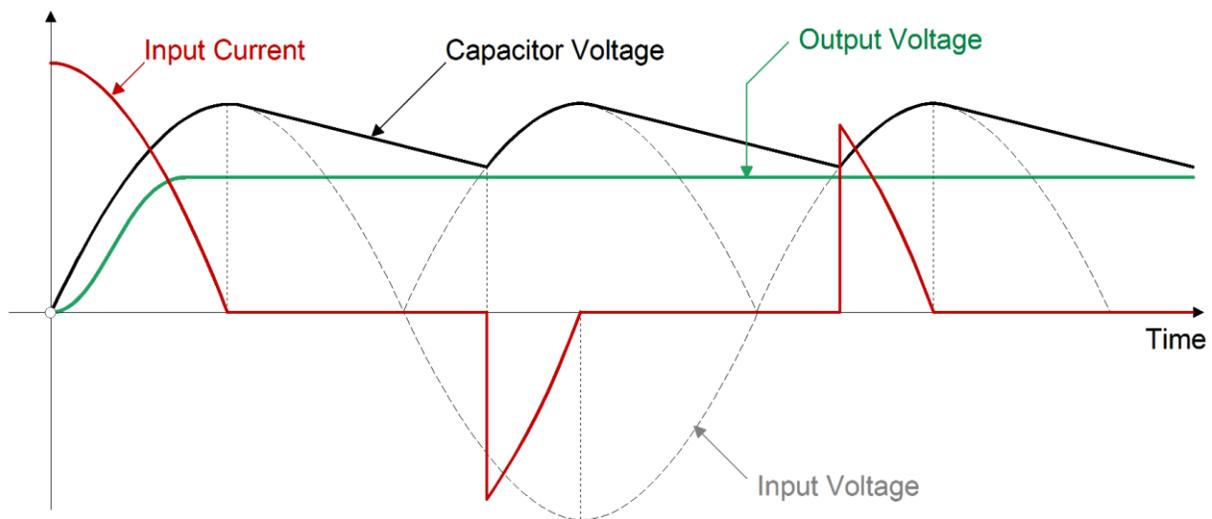


Figura 3.38: Voltaje de fuente de alimentación convencional y formas de onda de corriente

Para generar una tensión de salida constante, las fuentes de alimentación convencionales suelen incluir un regulador de tensión lineal. El regulador de voltaje lineal generalmente contiene un transistor de potencia en serie que agrega una pérdida de potencia significativa. Específicamente, el voltaje de ondulación (es decir, la diferencia entre el voltaje del capacitor y el voltaje de salida constante deseado) aparece a través de los terminales del transistor del colector del transistor, mientras que la corriente a través del transistor es igual a la corriente de carga. Por lo tanto, la pérdida de potencia en el transistor es igual al producto del voltaje de ondulación multiplicado por la carga.

Actual.

Los dispositivos electrónicos modernos a menudo incluyen fuentes de alimentación conmutadas en las que el regulador lineal se reemplaza por un regulador de conmutación. Los reguladores de conmutación controlan el voltaje de salida mediante esquemas de conmutación de alta frecuencia y pueden ser significativamente más eficientes y también más compactos que los reguladores lineales. Sin embargo, las fuentes de alimentación conmutadas pueden generar ruido electromagnético de alta frecuencia, provocando interferencias de radio.

3.7.4 Iluminación fluorescente

Las luces fluorescentes proporcionan una mayor eficiencia que las luces incandescentes y, por lo tanto, se han utilizado ampliamente en aplicaciones comerciales e industriales. El fluorescente convencional consiste en un tubo de vidrio que contiene vapor de mercurio. Dos electrodos ubicados en los extremos del tubo inician un arco de descarga a través del vapor de mercurio que produce luz ultravioleta. Una capa de fósforo dentro del tubo de vidrio convierte la luz ultravioleta en luz visible. El arco eléctrico se inicia y se extingue cada medio ciclo, lo que produce una forma de onda de corriente muy distorsionada. Un típico

La forma de onda de la corriente de luz fluorescente se ilustra en la Figura 3.39.

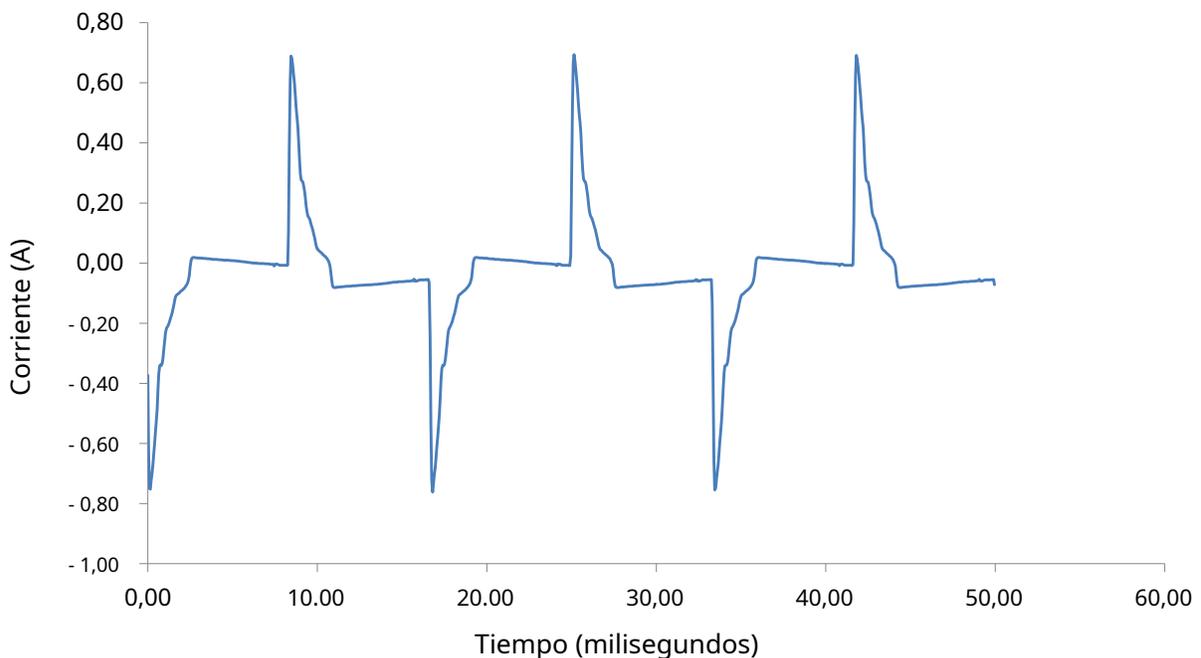


Figura 3.39: Forma de onda de la corriente de luz fluorescente

La iniciación del arco eléctrico en una luz fluorescente requiere un voltaje relativamente alto. Además, una vez que se inicia el arco, el voltaje a través del arco debe reducirse para limitar la corriente. Por lo tanto, las luces fluorescentes requieren hardware adicional que proporcione estas funciones conocidas como *circuito de lastre*.

En la Figura 3.40 se ilustra una luz fluorescente con un circuito de balasto convencional. El circuito contiene un interruptor de arranque que consiste en un interruptor bimetálico encerrado en un tubo de gas de neón. Cuando el

primero se aplica energía al circuito el interruptor de arranque está cerrado. Esto permite que la corriente eléctrica fluya a través de los filamentos de calentamiento que calientan el mercurio en vapor. Después de un breve retraso, la temperatura del elemento bimetálico aumenta y hace que se abra el interruptor de arranque. La corriente que fluye a través del inductor de balasto se interrumpe provocando un alto voltaje transitorio a través de los dos filamentos del calentador que enciende un arco eléctrico a través del vapor de mercurio. Tenga en cuenta que el inductor de balasto está en serie con el arco de mercurio, lo que proporciona una impedancia limitadora de corriente.

Los circuitos de balasto convencionales han sido reemplazados por "balastos electrónicos" que tienen varias ventajas sobre los balastos convencionales:

- Proporcionar una operación más eficiente
- Elimina el parpadeo de la luz fluorescente
- Prolongar la vida de las luces fluorescentes
- Son más ligeros y compactos que los balastos convencionales.

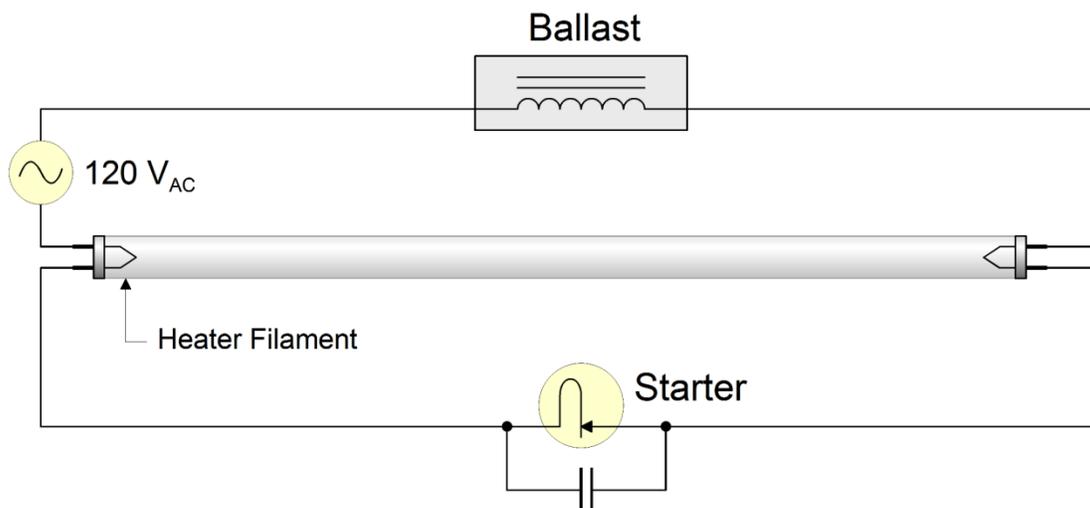


Figura 3.40: Circuito de balasto convencional de luz fluorescente

En la Figura 3.41 se ilustra un circuito de balasto electrónico básico. Consiste en circuitos inversores y rectificadores adosados. El inversor normalmente funciona a frecuencias del orden de 10 a 20 kHz. La alta frecuencia aplicada a través de los electrodos de luz fluorescente proporciona un arco continuo que elimina cualquier parpadeo y también aumenta la eficiencia de la salida de luz.

Actualmente se encuentra disponible una variedad de balastos electrónicos. Algunas implementaciones incluyen un controlador basado en microprocesador que proporciona métodos de arranque alternativos que no emplean los filamentos de calentamiento. También pueden ajustar la frecuencia y el voltaje aplicados para un funcionamiento óptimo a varias temperaturas, prolongando así la vida útil de la lámpara. Además, las implementaciones basadas en microprocesadores pueden realizar diagnósticos que detectan fallas en la lámpara, presencia de lámpara, etc. Además, las implementaciones avanzadas pueden incluir circuitos que reducen la entrada.

armónicos de corriente y proporcionan un factor de potencia cercano a la unidad.

Recientemente, se han desarrollado tecnologías compactas basadas en diodos fluorescentes y emisores de luz (LED) que producen dispositivos que reemplazan directamente las bombillas incandescentes. Estos dispositivos incluyen circuitos de interfaz electrónica dentro de la base de la bombilla. Tenga en cuenta que las luces LED proporcionan una eficiencia aún mayor y una vida útil más prolongada que las luces fluorescentes compactas. Tanto las luces fluorescentes compactas como las basadas en LED obtienen energía de la red de alimentación de CA a través de un rectificador. Por lo tanto, todos estos dispositivos dibujan formas de onda de corriente distorsionadas y, por lo tanto, generan varios niveles de armónicos de corriente. La figura 3.42 ilustra formas de onda de corriente típicas de dos tipos de LED basados en luces.

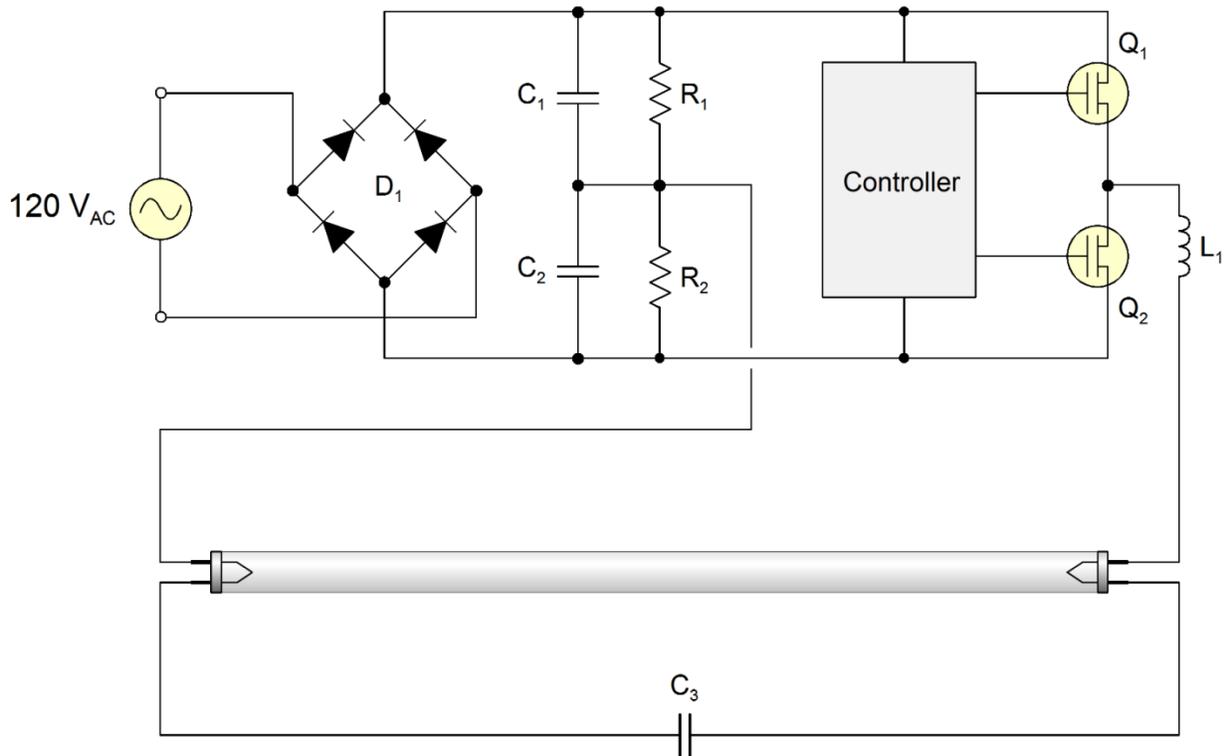
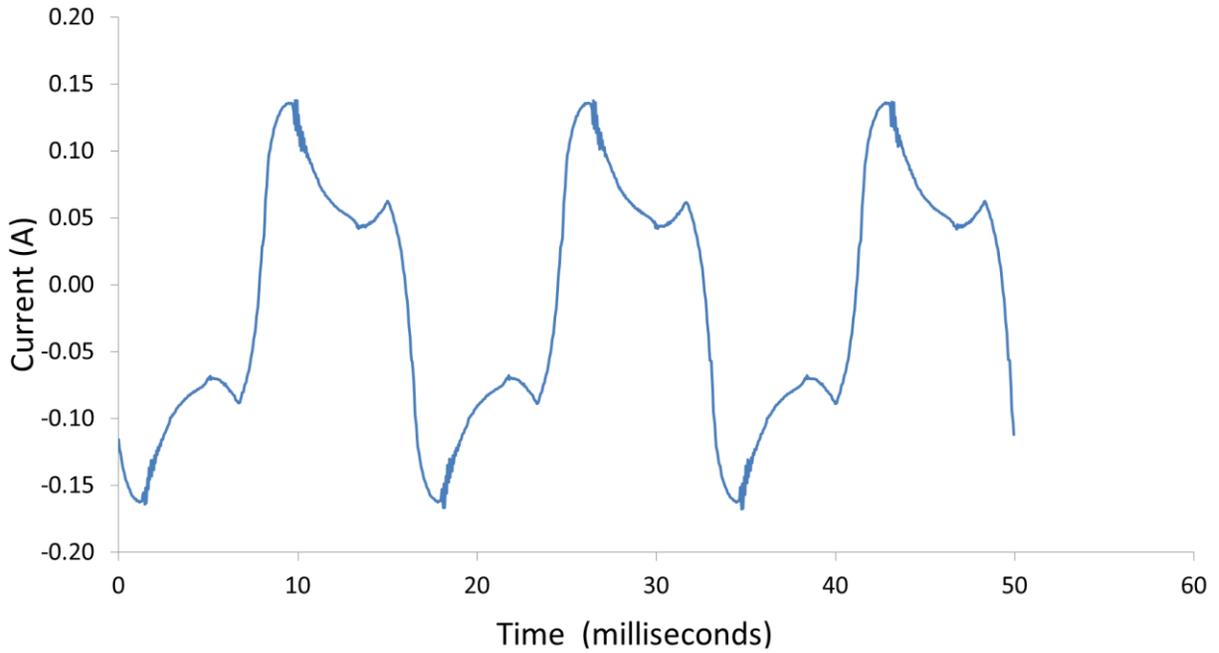
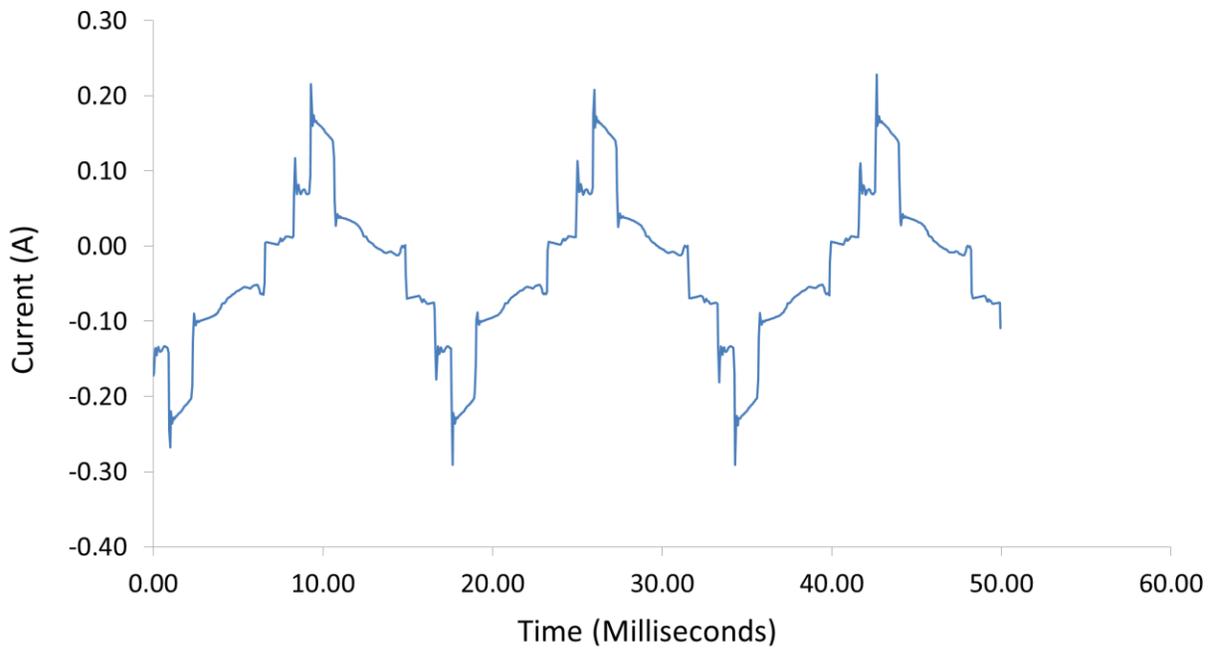


Figura 3.41: Circuito de balasto electrónico de luz fluorescente



(a)



(B)

Figura 3.42: Formas de onda de corriente de lámpara basadas en diodos emisores de luz

(a) Tipo no regulable, (b) Tipo regulable

3.7.5 Atenuadores

Existe una gran variedad de productos que proporcionan control del nivel de potencia de los electrodomésticos mediante electrónica de potencia. Específicamente, estos dispositivos utilizan conmutaciones repetitivas para controlar la salida de energía de varios aparatos, como ventiladores, calentadores, accesorios de iluminación, etc. Normalmente, la energía se enciende y apaga cada medio ciclo para que el dispositivo esté conectado a la fuente de alimentación para sólo una cierta porción de cada medio ciclo. Nos referimos a estos dispositivos como atenuadores ya que su principal aplicación es controlar la salida de luz de los dispositivos de iluminación.

En la Figura 3.43 se ilustra un circuito atenuador de luz incandescente típico y la forma de onda de corriente eléctrica resultante. El circuito contiene un triac (Q2) que se enciende después de un cierto retraso desde el cruce por cero de la forma de onda. El tiempo de retardo se controla con el potenciómetro R1. Al aumentar el ángulo de retardo, se reduce el valor RMS de la corriente. Dependiendo de retardo seleccionado la forma de onda actual contendrá ciertos niveles armónicos, con la distorsión armónica total generalmente aumentando con el ángulo de retardo. El condensador C1 y el inductor L1 proporcionan una función de filtrado que reduce los niveles de armónicos. Los niveles de armónicos actuales para varios ángulos de retardo, sin tener en cuenta el efecto del filtro de armónicos, se muestran en la Tabla 3.3.

Dependiendo de la calidad del diseño del filtro, estos circuitos de atenuación simples pueden generar niveles armónicos significativos y pueden resultar en interferencias de radio y televisión. Hay disponibles circuitos de atenuación más avanzados (a un costo más alto) que generan niveles de armónicos muy bajos, basados en técnicas de modulación de ancho de pulso y conmutación de alta frecuencia.

Tabla 3.3: Armónicos típicos generados por atenuadores de luz

Demora Ángulo	1 st (%)	3 rd (%)	5 th (%)	7 th (%)	9 th (%)	11 th (%)	13 th (%)	15 th (%)
10	1,00	0,83	0,82	0,81	0,79	0,77	0,74	0,71
30	1,00	8,00	7,10	5,89	4,57	3,32	2,37	1,91
50	1,00	22,6	15,8	9,10	5,75	5,60	5,06	3,86
70	1,00	46,9	22,1	13,0	12,6	8,58	7,84	7,02

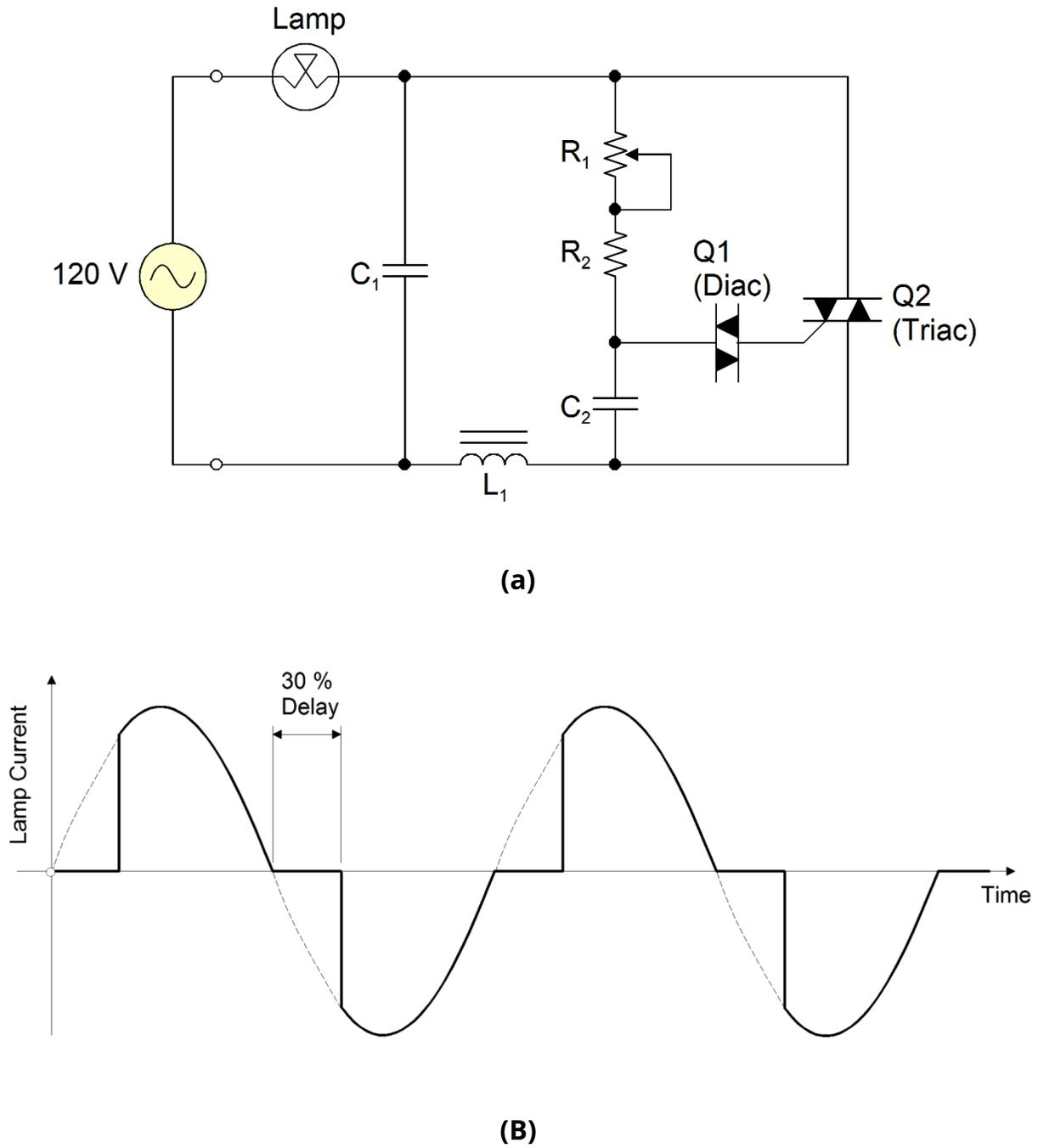


Figura 3.43: Ejemplo de atenuador de luz

(a) Diagrama de circuito, (b) Forma de onda de la corriente

3.8 Ejemplos de aplicación

Esta sección presenta algunos ejemplos de aplicación de los modelos descritos en este capítulo.

3.8.1 Corrientes de irrupción durante la activación del transformador

Para ser agregado.

3.8.2 Rendimiento del transformador durante el flujo de corriente continua en neutro (inducido geomagnéticamente)

Para ser agregado.

3.8.3 Corrientes armónicas en transformadores convertidores

Para ser agregado.

3.8.4 Tensión inducida en conductores / líneas eléctricas paralelas

Los conductores colocados en paralelo a las líneas eléctricas están sujetos a voltajes inducidos. El nivel de los voltajes se puede calcular con los modelos desarrollados hasta ahora. Específicamente, el voltaje en un conductor paralelo a una línea eléctrica (cable telefónico, cerca, etc.) viene dado por

$$\tilde{V}_t = \sum_k z_{tk} \tilde{I}_k$$

La impedancia mutua z_{tk} se puede calcular con cualquiera de los tres modelos presentados anteriormente. El procedimiento se demostrará con un ejemplo.

Ejemplo E3.8: Considere una línea aérea de transmisión trifásica de 25 kV. Una línea telefónica (par de cables) es paralela a la línea eléctrica a una distancia de una milla. La posición relativa de la línea eléctrica y la línea telefónica se ilustra en la Figura E3.8. La línea eléctrica lleva la siguiente electricidad corrientes.

$$I_a(t) = 2\sqrt{200} \cos t - 250 \cos(5t - 10^\circ) - 240 \cos(7t - 30^\circ)$$

$$I_B(t) = 2\sqrt{200} \cos t - 120$$

$$I_C(t) = 2\sqrt{200} \cos t - 240, 250 \cos(5t - 250^\circ), 240 \cos(7t - 210^\circ)$$

2 60 segundos

- (a) Calcule la corriente eléctrica en el neutro (para simplificar, suponga que la corriente eléctrica en la tierra es cero).
- (b) Calcule el voltaje inducido en la línea telefónica por unidad de longitud.

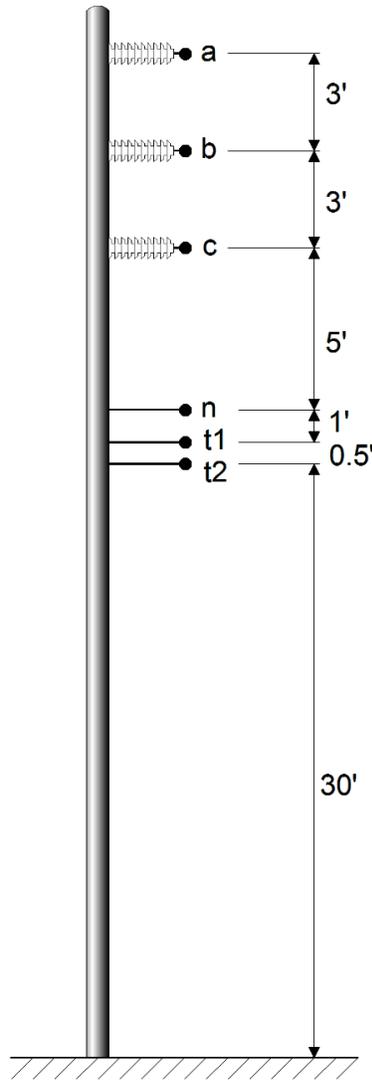


Figura E3.8: Una línea de comunicación suspendida en un poste de energía

Solución: (a) la corriente eléctrica en el neutro será la suma negativa de todas las corrientes:

$$I_n(t) = I_a(t) + I_b(t) + I_c(t) = 250\cos(5t + 130^\circ) + 240\cos(7t + 90^\circ)$$

(b) El voltaje inducido en el circuito telefónico se calcula por separado para cada armónico.

Fundamental:

$$\tilde{V}_1 \tilde{V}_2 \sim \frac{j}{2} \frac{12,0}{12,5} \text{ en } 200 \text{ en } \frac{9,0}{9,5} 200 \text{mi} j^{120^\circ} \quad I_{\text{norte}} \frac{6,0}{6,5} 200 \text{mi} j^{240^\circ} \quad 0,521 \text{mi} j^{40,6^\circ} \text{ mV/m}$$

5th Armónico:

$$\tilde{V}_1 \tilde{V}_2 \sim \frac{j5}{2} \frac{12,0}{12,5} \text{ en } 50 \text{mi} j^{10^\circ} \text{ en } \frac{6,0}{6,5} 50 \text{mi} j^{250^\circ} \text{ en } \frac{1,0}{1,5} 50 \text{mi} j^{130^\circ} \quad 6,535 \text{mi} j^{66,35^\circ} \text{ mV/m}$$

7th Armónico:

$$\tilde{V}_1 \tilde{V}_2 \sim \frac{j7}{2} \frac{12,0}{12,5} \text{ en } 40 \text{mi} j^{30^\circ} \text{ en } \frac{6,0}{6,5} 40 \text{mi} j^{210^\circ} \text{ en } \frac{1,0}{1,5} 40 \text{mi} j^{90^\circ} \quad 7,319 \text{mi} j^{84,4^\circ} \text{ mV/m}$$

3.9 Problemas

Problema P3.1: Considere la línea aérea de transmisión trifásica ilustrada en la Figura P3.1. La línea está construida en un área que tiene una resistividad del suelo igual a 185 ohm.metros. Los conductores de fase son ACSR, BITTERN y los cables blindados son ALUMOWELD, 3 # 7AW. La resistencia, el radio medio geométrico y el diámetro de estos conductores se pueden obtener de las tablas y se proporcionan a continuación a 60 Hz.

ACSR, AMARGO: $r = 0.0729 \text{ ohmios / milla}$, $GMR = 0.04447 \text{ pies}$, $D = 1.345 \text{ pulgadas}$
 ALUMOWELD, 3 # 7AW: $r = 4.420 \text{ ohmios / milla}$, $GMR = 0.002351 \text{ pies}$, $d = 0.311 \text{ pulgadas}$

- (a) Para simplificar, descuide los cables blindados y calcule los parámetros de secuencia positiva, negativa y cero de la línea por unidad de longitud. En otras palabras, calcule lo siguiente parámetros: *pos seq:* R_1, L_1, C_1 , *neg seq:* R_2, L_2, C_2 , *y cero seq:* R_0, L_0, C_0 . Su respuesta debe estar en ohmios por metro, henries por metro y faradios por metro.
- (b) Utilizando los parámetros de (a) calcule los circuitos de secuencia nominal positiva, negativa y cero equivalente a pi a 60 Hz. La longitud total de la línea es de 94,5 millas.
- (c) Utilice el programa de computadora WinIGS para modelar esta línea y calcular el circuito equivalente pi de secuencia positiva, negativa y cero de la línea. Compare los resultados de la computadora con su resultados en la parte (b).

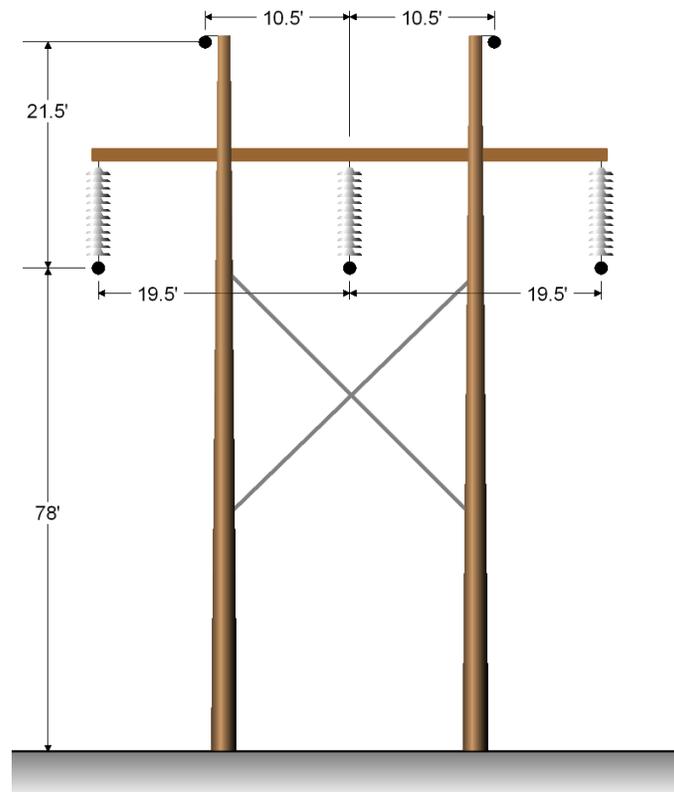


Figura P3.1

Solución: (a) Primero calculamos las matrices R, L y C:

$$r_c = 0,0729 \Omega / \text{mi} = 45,3 \mu\Omega / \text{m}, r_e = 0,00159f / 1609 = 59,29 \mu\Omega / \text{m}$$

$$= \begin{bmatrix} 104,59 & 59,29 & 59,29 \\ 59,29 & 104,59 & 59,29 \\ 59,29 & 59,29 & 104,59 \end{bmatrix} \times 10^{-6} \Omega /$$

$$D_e = 2160 \sqrt{\text{pie}} = 3.792,84 \text{ pies}$$

$$= \frac{1}{2} \vec{D}_{ij}$$

donde D_{ij} = distancia i - j, y d_{ii} = GMR_i

$$= 2 \begin{bmatrix} 11,354 & 5,27 & 4,577 \\ 5,27 & 11,354 & 5,27 \\ 4,577 & 5,27 & 11,354 \end{bmatrix} \times 10^{-7} \text{H} /$$

$$\rightarrow L_s = 2,27 \mu\text{H} / \text{m}, L_m = 1,007 \mu\text{H} / \text{m}$$

$$L' = \frac{1}{2} \vec{L}'$$

$$= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 7,931 & 2,087 & 1,416 \\ 2,087 & 7,931 & 2,087 \\ 1,416 & 2,087 & 7,931 \end{bmatrix}$$

$$= L'_{-1} = 2 \begin{bmatrix} 0,1373 & -0,0319 & -0,0161 \\ -0,0319 & 0,1428 & -0,0319 \\ -0,0161 & -0,0319 & 0,1373 \end{bmatrix}$$

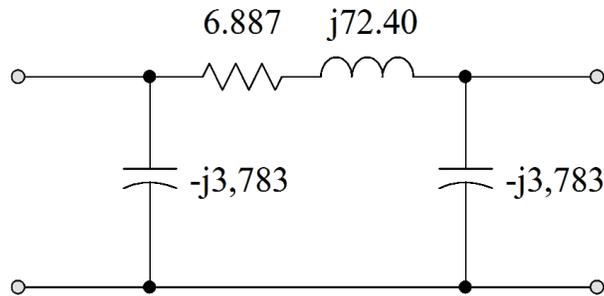
$$\rightarrow C_s = 7,74 \text{ pF} / \text{m}, C_m = -1,481 \text{ pF} / \text{m}$$

$$\rightarrow R_1 = R_2 = 45,3 \times 10^6 \Omega / \text{m}, L_1 = L_2 = 1,263 \times 10^6 \text{H} / \text{m}, C_1 = C_2 = 9,221 \text{ pF} / \text{m}$$

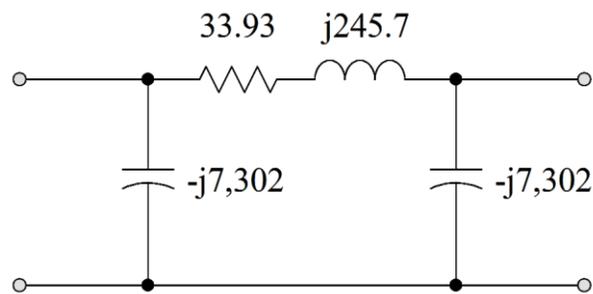
$$\rightarrow R_0 = 223,17 \times 10^6 \Omega / \text{m}, L_0 = 4,2864 \times 10^6 \text{H} / \text{m}, C_0 = 4,778 \text{ pF} / \text{m}$$

(B)

Red de secuencia positiva o negativa



Red de secuencia cero



Problema P3.2: Los alambres de una cerca "corren" paralelos a una línea eléctrica como se ilustra en la Figura P3.2. Durante una determinada fase hasta la falla a tierra, las corrientes eléctricas en la línea de alimentación son las siguientes:

$$\begin{aligned} \text{fase A: } I_a &= \text{fase B} \\ \text{insignificante: } I_b &= \text{fase C} \\ \text{insignificante: } I_c &= 10,000 \text{ A} \end{aligned}$$

(a) Calcule la corriente de tierra.

(b) Calcule el voltaje inducido en voltios por metro en el alambre de la cerca F1. La resistividad del suelo es 100 metro.

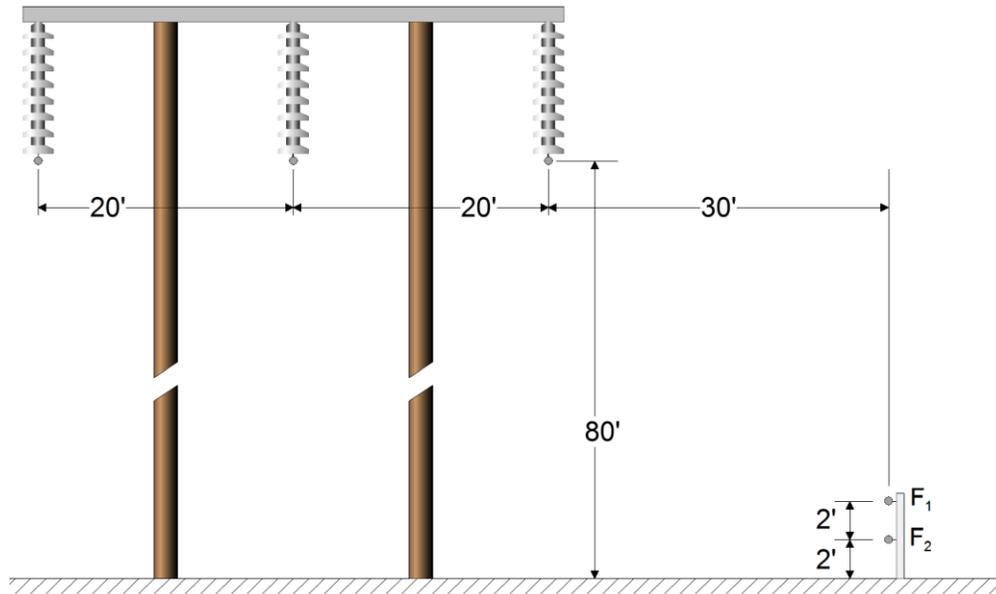


Figura P3.2

Solución:

$$(a) \quad \tilde{I}_{mi} = (\tilde{I}_a \ \tilde{I}_B \ \tilde{I}_C) = 10 \text{ kA}$$

$$(B) \quad \tilde{V}_{F1} = j \frac{D_{mi}}{2} \tilde{I} \text{ en } \frac{D_{mi}}{D_{F1C}}$$

dónde

$$D_{mi} = 2160 \sqrt{\frac{100}{60}} = 2788.548 \text{ pie}$$

$$D_{F1C} = 30 \sqrt{2 \cdot 762} = 81,7 \text{ pie}$$

$$V_{F1C} = 377 \cdot 2 \cdot 10^7 \cdot 10^4 \text{ en } \frac{2788.548}{81,7} = 2,66 \text{ V/m}$$

Problema P3.3: Considere la línea de transmisión trifásica de 60 Hz de la Figura P3.3. Los conductores de fase son ACSR con los siguientes parámetros:

Radio: 0,85 pulgadas

Radio medio geométrico: 0.059 pies

El cable de tierra está descuidado. La resistividad del suelo es de 135 ohm.metros. Calcule el positivo inductancia en serie de secuencia en Henries por metro.

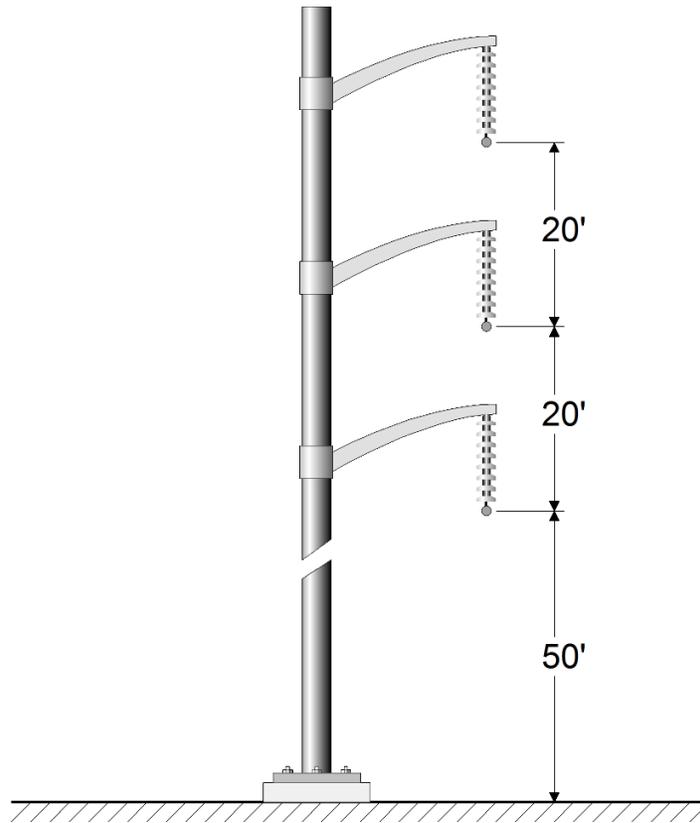


Figura P3.3

Solución: Primero se calcula la matriz de inductancia:

$$= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} \end{bmatrix}$$

$$= 2160\sqrt{10} = 3240, d = 0,059 \text{ pies}, d_{ab} = 20 \text{ pies}, d_{ac} = 40 \text{ pies}, d_{bc} = 20 \text{ pies}$$

$$\Rightarrow = 2 \times 10^{-7} \begin{bmatrix} 10,9135 & 5,0876 & 4,3944 \\ 5,0876 & 10,9135 & 5,0876 \\ 4,3944 & 5,0876 & 10,9135 \end{bmatrix}$$

$$\Rightarrow L_1 = L_s - L_m = 1.211 \mu\text{H} / \text{m}$$

Problema P3.4: Considere la línea aérea de transmisión trifásica ilustrada en la Figura P3.4. Para simplificar, suponga que los conductores de fase de la línea son conductores sólidos de aluminio con un diámetro de 1.0 pulgada y una conductividad de 40,000,000 S / m.

(a) Calcule los circuitos de secuencia cero, negativa y positiva equivalente a pi para 60 Hz, 180 Hz y 540 Hz.

La longitud de la línea es de 56,5 millas. Descuide los cables de tierra. La resistividad del suelo es de 225 ohmios-metros.

(b) Utilice el programa de computadora WinIGS para modelar esta línea y calcular el circuito equivalente pi de secuencia positiva, negativa y cero de la línea para 60 Hz, 180 Hz y 540 Hz.

Los cables de protección son ALUMOWELD. Compare los resultados de la computadora con los resultados del inciso a).

Tenga en cuenta que un procedimiento descuida los cables blindados y el otro no.

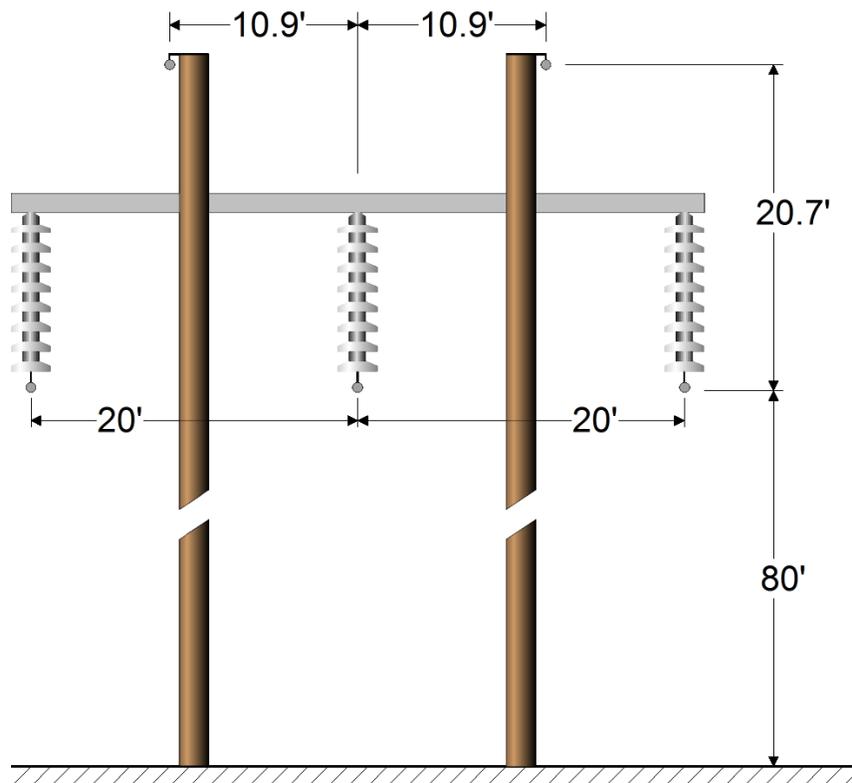


Figura P3.4

Problema P3.5: Considere una línea de energía trifásica de 480 V (línea a línea) que alimenta un rectificador. Suponga que el rectificador genera (a) corrientes de tercer armónico que son 42% de la secuencia fundamental y cero, (b) corrientes de quinto armónico que son 38% de la secuencia fundamental y positiva, y (c) corrientes de séptimo armónico que son 28% de la secuencia fundamental y negativa. La línea eléctrica consta de cuatro conductores de cobre sólido de 1,5 pulgadas de diámetro: trifásico conductores y un conductor neutro.

(a) Calcule la relación de resistencia $R_{C.A.}/R_{\text{corriente continua}}$ para los armónicos tercero, quinto y séptimo.

(b) Calcule las pérdidas óhmicas de este circuito.

La conductividad del cobre es de 57.000.000 S / m.

Problema P3.6: Calcule la inductancia y la resistencia de un conductor de cobre sólido de 1,000,000 cm ubicado a 10 metros sobre un suelo de 100 ohmios en el rango de frecuencia de 1.0 a 420 Hz. Suponga que el conductor transporta las siguientes corrientes que regresan a través del suelo:

500 A de 60 Hz
50 A de 300 Hz y
50 A de 420 Hz.

Calcule las pérdidas óhmicas totales en vatios por metro. La conductividad del conductor de cobre es = 54,000,000 S / m

Problema P3.7: Considere una línea de alimentación de 277 V (monofásica) que alimenta un rectificador. Suponga que el rectificador genera corrientes de tercer armónico que son el 58% de la fundamental. La línea eléctrica consta de dos conductores de cobre de 2 pulgadas de diámetro: un conductor de fase y un conductor neutro. La línea tiene 300 metros de largo.

En la condición de funcionamiento actual, la corriente de frecuencia fundamental del rectificador es de 850 amperios.

Calcule las pérdidas óhmicas en toda la longitud (300 metros) de la línea eléctrica.

La resistividad del cobre es: 1.8×10^{-8} ohmios-metros.

Problema P3.8: Considere la línea de distribución aérea trifásica ilustrada en la Figura P3.8. Los conductores de fase de la línea son conductores de aluminio macizo con un diámetro de 1.0 pulgada. La longitud de la línea es de 5 millas. La resistividad del suelo es de 225 ohmios-metros.

- (a) Calcule el circuito equivalente pi de secuencia cero para el 11th armónico.
- (b) Calcule el circuito equivalente pi de secuencia positiva, negativa y cero para el 9th armónico.

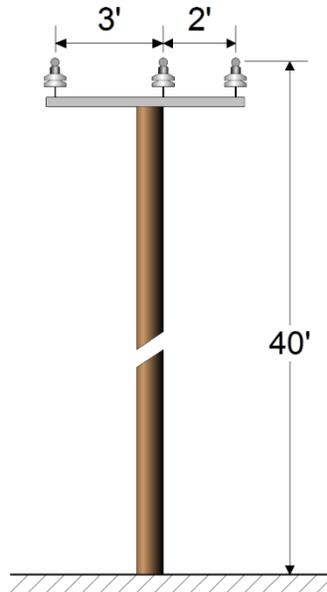


Figura P3.8

La resistividad del aluminio es: 2.8×10^{-8} ohmios-metros

Problema P3.9: Los dos cables de un esquema de relés piloto "corren" en paralelo con la línea eléctrica, como se ilustra en la Figura P3.9. Durante una determinada fase hasta la falla a tierra, las corrientes eléctricas en la línea de alimentación son las siguientes:

$$\begin{aligned} \text{fase A: } I_a &= \text{fase B} \\ \text{insignificante: } I_b &= \text{fase C} \\ \text{insignificante: } I_c &= 12.500 \text{ A} \end{aligned}$$

Calcule el voltaje inducido en voltios por metro en el cable piloto P1. Si la línea tiene 1.8 millas de largo, ¿cuál es el voltaje total inducido en P1?

Calcule el voltaje inducido entre los cables P1 y P2. (es decir, calcular el voltaje inducido en cable P1 y P2 y luego tome la diferencia).

La resistividad del suelo es de 185 ohmios-metros. Por simplicidad, descuide los cables de protección.

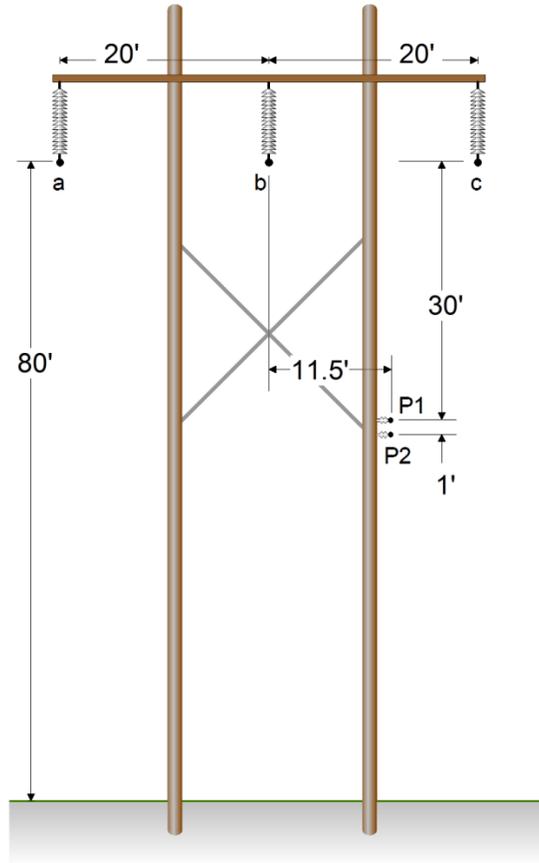


Figura P3.9

Solución:

$$= \frac{2160}{2} = 1080$$

$$= 2160\sqrt{30^2 + 8.5^2} = 3792,8$$

$$= \sqrt{30^2 + 8.5^2} = 31,18$$

$$\rightarrow V = 4.525 \text{ V / m}$$

$$1.8 \text{ millas} = (1.8) (1609 \text{ m / mi}) = 2,896.2 \text{ m}$$

$$\rightarrow V = (4.525) (2.896.2) \text{ V} = 13.105 \text{ Voltios}$$