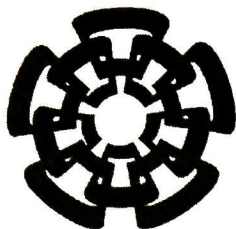


xx(125784.1)



CINVESTAV

Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del I.P.N.
Unidad Guadalajara

Corrección del Factor de Potencia mediante un Compensador Estático de VARs utilizando el Dominio Armónico

Tesis que presenta:
Jennifer Osuna Garibaldi

para obtener el grado de:
Maestro en Ciencias

en la especialidad de:
Ingeniería Eléctrica

Director de Tesis
Dr. Amner Israel Ramírez Vázquez

Guadalajara, Jalisco, Noviembre de 2005.

Corrección del Factor de Potencia mediante un Compensador Estático de VARs utilizando el

**Dominio Armónico
CINVESTAV**

**IPN
ADQUISICION
DE LIBROS**

**Tesis de Maestría en Ciencias
Ingeniería Eléctrica**

Por:

Jennifer Osuna Garibaldi

Ingeniera en Sistemas Electrónicos

Centro de Enseñanza Técnica y Superior 1995-1999

Becario de CONACYT, expediente no. 180859

**CINVESTAV I.P.N.
SECCION DE INFORMACION
Y DOCUMENTACION**

Director de Tesis

Dr. Amner Israel Ramírez Vázquez

CLASIF.: FK165.58.088 2005
ADQUIS.: SSI-387
FECHA:
PROCED.: DON-2006
\$

I.D, 125383-2001

AGRADECIMIENTOS

Quiero agradecer a mi familia y amigos por su cariño y por estar siempre pendiente de mis necesidades. A mi mami por darme su amor incondicional y haber inculcado en mí los principios que me permitieron salir adelante estos dos años lejos de casa. A mi papá que sin estar presente su ejemplo me impulsa a buscar ser cada día una mejor profesionista. A mis hermanas por seguir mi ejemplo y sin darse cuenta marcar la pauta que me ayuda a superarme cada día. A José por su paciencia y confianza, por creer en mi y haberme dado la motivación para seguir adelante. Por enseñarme que para ser el mejor se debe competir con uno mismo. Al Dr. Orlando por la buena vibra y la ayuda ofrecida. Al Rudy's por arreglar la computadora cada vez que fue necesario. A la Xol's para que no se agüite aunque nunca me vino a visitar. A Mauricio, Juan, Nicté, Lalo, Iván y Bob por haber hecho mi estancia más agradable.

Agradezco a mi asesor el Dr. Abner Ramírez Vázquez por su tiempo y paciencia durante la elaboración de esta tesis.

Agradezco a CONACYT por el apoyo económico otorgado para realizar los estudios de maestría.

Y finalmente agradezco a Dios que me ha protegido y brindado la oportunidad de regresar un poco más sabía a casa.

ÍNDICE GENERAL

Agradecimientos.	i
Índice General.	ii
Índice de Figuras.	iii
Resumen.	iv
Capítulo I Introducción.	1
Capítulo II Representación de Elementos Eléctricos en el Dominio Armónico.	3
2.1 Introducción.	3
2.2 Dominio Armónico.	3
2.3 Dominio Armónico Extendido.	6
2.4 Representación de Elementos Eléctricos Básicos en el Dominio Armónico.	7
2.5 Representación de Elementos No-Lineales en el Dominio Armónico.	9
2.6 Análisis nodal en el Dominio Armónico.	11
2.7 Conclusiones.	19
Capítulo III Corrección del Factor de Potencia.	20
3.1 Introducción.	20
3.2 Descripción del Compensador Estático de VARs.	21
3.3 Cálculo de la Función de Conmutación.	24
3.4 Cálculo y Corrección del Factor de Potencia.	29
3.5 Algoritmo Propuesto para Corregir el Factor de Potencia.	30
3.6 Ejemplo de Aplicación.	31
3.7 Conclusiones.	39
Capítulo IV Conclusiones y Trabajos Futuros.	40
4.1 Conclusiones.	40
4.2 Trabajos Futuros.	41
Referencias.	42

ÍNDICE DE FIGURAS

2.1	Elementos pasivos de un circuito eléctrico: (a) resistor, (b) inductor, (c) capacitor. 7	7
2.2	(a) Línea de transmisión representada por un circuito π conectada a una carga no-lineal. (b) Sistema equivalente de admitancias armónicas. 11	11
2.3	Corriente y voltaje en la carga en estado estable. 16	16
2.4	Componentes armónicas de las señales en la figura 2.3. (a) Voltaje, (b) Corriente. 17	17
2.5	Voltaje y corriente en la carga utilizando dominio del tiempo. 18	18
3.1	Dispositivos electrónicos. (a) TCR, (b) SVC. 21	21
3.2	Comportamiento de un TCR ante diferentes ángulos de disparo. (a) v_{TCR} , (b) i_{TCR} ($\lambda=90^\circ$), (c) i_{TCR} ($\lambda=120^\circ$), (d) i_{TCR} ($\lambda=150^\circ$). 22	22
3.3	Operación ideal del TCR. (a) Voltaje en el TCR y función de conmutación, (b) voltaje en el reactor, (c) corriente en el reactor. 23	23
3.4	Parámetros asociados con la operación del TCR. 25	25
3.5	Efecto del voltaje en el TCR sobre la corriente a través de los tiristores. (a) Voltaje sinusoidal. (b) Voltaje no-sinusoidal. 28	28
3.6	(a) Sistema eléctrico de potencia, (b) Sistema equivalente de admitancias armónicas. 32	32
3.7	Voltaje y corriente de la carga en el nodo 3 en estado estable. (a) Voltaje y corriente ($\lambda=90^\circ$). (b) Voltaje y corriente ($\lambda=152^\circ$). 35	35
3.8	Componentes armónicas de las señales en la figura 3.7. (a) Voltaje. (b) Corriente. 37	37
3.9	Voltaje y corriente en la carga utilizando dominio del tiempo. 39	39

RESUMEN

En esta tesis se utiliza el Dominio Armónico (DA) para obtener la representación en estado estable de los elementos eléctricos/electrónicos que componen el sistema eléctrico de potencia de interés. Se propone un algoritmo para simular la corrección del Factor de Potencia (FP) en un sistema eléctrico que contiene cargas no-lineales y un dispositivo electrónico SVC (Static-VAR Compensator) con el que se regula el flujo de reactivos en el nodo de interés. Este algoritmo consiste en realizar un estudio de flujos mediante la representación nodal en el Dominio Armónico (DA) del sistema. Después de obtener el estado estable, se calcula el FP y de ser necesario se aporta o se absorbe potencia reactiva variando el ángulo de disparo de los tiristores en el SVC, utilizando un sistema de control implementado con el método de la secante. El modelo en estado estable del SVC en el DA se basa en el comportamiento ideal de este dispositivo y el empleo de funciones de conmutación.

INTRODUCCIÓN

El avance tecnológico en la electrónica de potencia en las últimas dos décadas, ha permitido extender la aplicación de dispositivos electrónicos en los sistemas eléctricos de potencia. Esto ha propiciado el desarrollo de equipos electrónicos que permitan controlar los flujos de potencia en la red eléctrica, con el fin de utilizar mejor la capacidad individual de transporte de energía de la instalación.

La potencia reactiva es generada o consumida por algunos componentes de los sistemas eléctricos. Debido a que la carga varía considerablemente de una hora a otra, el balance de la potencia reactiva en un nodo varía de igual manera. Los resultados de tales variaciones pueden ser: fluctuaciones inaceptables de voltaje, colapsos de voltaje, disminución en la capacidad de transmisión, variación del factor de potencia (FP), entre otros. Para evitar dichos problemas, es necesario satisfacer la demanda de reactivos, mejorando así la calidad de energía entregada a los consumidores. Aunque la potencia reactiva no contribuye con la potencia promedio consumida, su generación implica costos importantes que llevan a las compañías eléctricas a penalizar el bajo FP de las compañías consumidoras. El FP puede ser mejorado de dos maneras [1]:

Reduciendo la cantidad de energía reactiva consumida mediante la eliminación de las cargas inductivas, tales como motores y transformadores sin carga.

- Aplicando compensación externa por medio de bancos de capacitores o algún otro dispositivo.

Existen algunas soluciones clásicas para compensar la potencia reactiva: la utilización de compensadores síncronos, bancos de capacitores, TSCs (por sus siglas en Inglés Thyristor-Switched Capacitors) y TCRs (Thyristor-Controlled Reactors). El TCR se asocia a bancos de capacitores de tal manera que pueda absorber o aportar reactivos. Este dispositivo es de una importancia práctica considerable en el área de aplicaciones de

electrónica en los sistemas eléctricos de potencia y se conoce comúnmente como compensador estático de VARs (SVC, Static-VAR Compensator) [2].

Usualmente los dispositivos electrónicos, al igual que los elementos no-lineales de los sistemas de potencia, generan armónicos. Estos armónicos pueden generar problemas de resonancia y estabilidad en los sistemas de potencia [3], por lo cual se requiere la instalación de filtros, compensadores o generadores adicionales. El acertado conocimiento de la generación e interacción de armónicos, ayuda a mejorar el control del sistema, optimizar los filtros y el rechazo de armónicos. Debido a esto se incrementa la necesidad de representar acertadamente tales dispositivos para fines de estudio y simulación de los sistemas de potencia [3]-[5].

El análisis en el dominio del tiempo de sistemas que incluyen armónicos implica tiempos largos de simulación cuando se busca obtener el estado estable del sistema [6]. En cambio, las técnicas del dominio de la frecuencia ofrecen una alternativa eficiente en la determinación del estado estable periódico de sistemas de potencia que contienen interruptores y/o componentes no-lineales [6]. En base a esto y a la existencia de elementos no-lineales y de conmutación en el sistema eléctrico bajo estudio, se han adoptado técnicas del dominio de la frecuencia para la realización del presente trabajo.

El objetivo de esta tesis es la corrección del FP en un sistema eléctrico que contiene cargas no-lineales y dispositivos electrónicos. Con este fin, se realiza un estudio de flujos de potencia en la red utilizando análisis nodal en el dominio armónico. Una vez obtenido el estado estable del sistema, se calcula el FP actual en uno de los nodos de la red y mediante un sistema de control de un dispositivo electrónico SVC conectado en el nodo, se regula el flujo de reactivos para así mejorar el FP.

Capítulo II

REPRESENTACIÓN DE ELEMENTOS ELÉCTRICOS EN EL DOMINIO ARMÓNICO

2.1 Introducción

En este capítulo se presentan las definiciones y conceptos fundamentales del dominio armónico (DA), además de su empleo en la representación de señales periódicas. Se describe la representación en el DA de algunos de los elementos de un sistema eléctrico tales como resistores, inductores, capacitores y elementos no-lineales. Se calcula el estado estable de una red eléctrica de potencia, incluyendo elementos no-lineales.

2.2 Dominio Armónico

Una función periódica $x(t)$, con periodo T_0 , puede ser representada como una suma de exponenciales complejas de frecuencias $0, \omega_0, 2\omega_0, \dots, n\omega_0$ ($\omega_0=2\pi/T_0$), donde ω_0 es la frecuencia fundamental. La componente sinusoidal de frecuencia $\omega_n = n\omega_0$ se denomina la n -ésima armónica de la función periódica. A esta representación se le conoce como la serie exponencial de Fourier y se expresa de la siguiente manera [7]:

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} X_n e^{jn\omega_0 t} \quad (2.1)$$

donde X_n son los coeficientes de la serie dados por

$$X_n = \frac{1}{T_0} \int_{T_0/2}^{T_0/2} x(t) e^{-jn\omega_0 t} dt. \quad (2.2)$$

Si se utiliza un vector de funciones básicas $\mathbf{G}(t)$ [8], la función en (2.1) puede ser aproximada mediante

$$x(t) = \mathbf{G}(t)\mathbf{X}, \quad (2.3)$$

donde:

$$\mathbf{G}(t) = [e^{-jh\omega_0 t} \quad \dots \quad e^{-j\omega_0 t} \quad 1 \quad e^{j\omega_0 t} \quad \dots \quad e^{jh\omega_0 t}], \quad (2.4a)$$

$$\mathbf{X} = [X_{-h} \quad \dots \quad X_{-1} \quad X_0 \quad X_1 \quad \dots \quad X_h]^T. \quad (2.4b)$$

Nótese que la sumatoria de Fourier se ha truncado. De esta forma, el vector armónico \mathbf{X} representa la imagen de $x(t)$ en el DA. Similarmente, la derivada de $x(t)$ con respecto al tiempo está dada por

$$\dot{x}(t) = \dot{\mathbf{G}}(t)\mathbf{X} = \mathbf{G}(t)\mathbf{D}\mathbf{X}, \quad (2.5)$$

donde \mathbf{D} es conocida como la matriz de diferenciación [9],

$$\mathbf{D} = \text{diag} \{-j\omega_0, \dots, 0, \dots, j\omega_0\}. \quad (2.6)$$

Así, $\dot{x}(t)$ en el DA se representa por $\mathbf{D}\mathbf{X}$, es decir

$$\dot{x}(t) \Leftrightarrow \mathbf{D}\mathbf{X}. \quad (2.7)$$

En el DA el producto de dos funciones en el tiempo equivale a la convolución del contenido armónico de ambas funciones. Considere el producto de dos funciones periódicas en el tiempo, que puede aproximarse mediante

$$a(t)x(t) = \mathbf{G}(t)\mathbf{A}\mathbf{G}(t)\mathbf{X}, \quad (2.8)$$

donde \mathbf{A} es un vector formado con los coeficientes armónicos de $a(t)$ dado por

donde \mathbf{B}_{Tp} es una matriz tipo Toeplitz formada con el contenido armónico de $b(t)$ y \mathbf{E} es un vector formado con los coeficientes armónicos de $e(t)$.

La expresión (2.14) determina la solución en estado estable del sistema. Cabe mencionar que el estudio presentado en este trabajo está basado en considerar a la red eléctrica en estado estable.

2.3 Dominio Armónico Extendido

Considere ahora que los coeficientes X_n de la función $x(t)$ dependen del tiempo, en este caso la derivada de $x(t)$ se aproxima por

$$\dot{x}(t) = \dot{\mathbf{G}}(t)\mathbf{X} + \mathbf{G}(t)\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{G}(t)\mathbf{D}\mathbf{X} + \mathbf{G}(t)\dot{\mathbf{X}}, \quad (2.15)$$

por lo tanto, (2.13) puede representarse como

$$\mathbf{G}(t)\mathbf{D}\mathbf{X} + \mathbf{G}(t)\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{G}(t)\mathbf{A}_{Tp}\mathbf{X} + \mathbf{G}(t)\mathbf{B}_{Tp}\mathbf{E}. \quad (2.16)$$

Eliminando $\mathbf{G}(t)$ en (2.16) se obtiene la siguiente expresión en espacio de estados en el DA

$$\dot{\mathbf{X}} = (\mathbf{A}_{Tp} - \mathbf{D})\mathbf{X} + \mathbf{B}_{Tp}\mathbf{E}. \quad (2.17)$$

Mediante (2.17) se obtiene la evolución dinámica de los coeficientes armónicos de la variable de estados $x(t)$ [10]. Dicha expresión es útil para el análisis de transitorios en los sistemas eléctricos de potencia. Si $\dot{\mathbf{X}} = 0$, se obtiene el estado estable del sistema

$$\mathbf{X} = (\mathbf{D} - \mathbf{A}_{Tp})^{-1} \mathbf{B}_{Tp}\mathbf{E}. \quad (2.18)$$

En estado estable las matrices \mathbf{A}_{Tp} , \mathbf{B}_{Tp} y el vector \mathbf{E} son constantes [8].

2.4 Representación de Elementos Eléctricos Básicos en el Dominio Armónico

Considere la representación de los elementos pasivos R , L y C como se muestra en la figura 2.1.

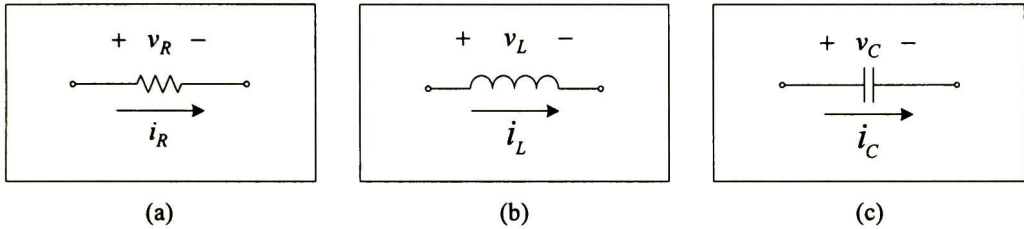


Figura 2.1 Elementos pasivos de un circuito eléctrico: (a) resistor, (b) inductor, (c) capacitor.

Si las señales de corriente y voltaje en un elemento pasivo son periódicas se pueden expresar como

$$i(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} I_k e^{jk\omega_0 t} \quad (2.19)$$

$$v(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} V_n e^{jn\omega_0 t} \quad (2.20)$$

y representarse en términos de coeficientes armónicos. La relación voltaje/corriente de un resistor lineal está dada por la ecuación

$$i_R = \frac{1}{R} v_R, \quad (2.21)$$

qué en el DA resulta en

$$\begin{bmatrix} I_{-h} \\ \vdots \\ I_{-1} \\ I_0 \\ I_1 \\ \vdots \\ I_h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/R & & & & & & \\ & 1/R & & & & & \\ & & 1/R & & & & \\ & & & 1/R & & & \\ & & & & 1/R & & \\ & & & & & 1/R & \\ & & & & & & 1/R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{-h} \\ \vdots \\ V_{-1} \\ V_0 \\ V_1 \\ \vdots \\ V_h \end{bmatrix}, \quad (2.22)$$

o en forma compacta

$$\mathbf{I}_R = \mathbf{Y}_R \mathbf{V}_R, \quad (2.23)$$

donde \mathbf{Y}_R es la matriz de admitancias del resistor en el DA. Las relaciones voltaje/corriente de un capacitor y un inductor lineales están dadas por las siguientes ecuaciones dinámicas:

$$i_C = C \frac{dv_C}{dt}. \quad (2.24)$$

$$v_L = L \frac{di_L}{dt}. \quad (2.25)$$

que en el DA se convierten en

$$\mathbf{I}_C = \mathbf{Y}_C \mathbf{V}_C, \quad (2.26)$$

$$\mathbf{I}_L = \mathbf{Y}_L \mathbf{V}_L, \quad (2.27)$$

donde $\mathbf{Y}_C = \mathbf{C}\mathbf{D}$ y $\mathbf{Y}_L = \mathbf{D}^{-1}/L$ representan las matrices de admitancias en el DA del capacitor y del inductor, respectivamente [9]. Nótese, que los elementos pasivos modifican la magnitud y fase de las componentes armónicas, pero no su frecuencia. De las ecuaciones anteriores, se observa que los términos dinámicos en el tiempo, se reducen a simples operaciones algebraicas en el DA.

2.5 Representación de Elementos No-Lineales en el Dominio Armónico

Muchos dispositivos eléctricos con características no-lineales pueden ser representados mediante ecuaciones polinomiales [11], por ejemplo la relación flujo/corriente

$$i = f(\phi) = a_0 + a_1\phi + a_2\phi^2 + \dots + a_n\phi^n \quad (2.28)$$

Estas representaciones pueden ser evaluadas directamente en el DA mediante convoluciones discretas. Esta metodología resulta más eficiente que las técnicas que recurren a combinar representaciones en los dominios del tiempo y de la frecuencia [9].

Considere la relación dinámica de voltaje/flujo en un inductor

$$v = \dot{\phi} \quad (2.29)$$

Si ϕ en (2.28) y (2.29) es periódico, se puede definir

$$\phi(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \Phi_m e^{jm\omega_0 t} \quad (2.30)$$

Asumiendo que la función no lineal $f(\phi)$ es diferenciable, para pequeños incrementos de v , ϕ e i alrededor de un punto base v_b , ϕ_b e i_b , resultan las siguientes relaciones linealizadas:

$$\Delta i = \frac{df(\phi_b)}{d\phi} \Delta \phi, \quad (2.31)$$

$$\Delta v = \frac{d(\Delta \phi)}{dt} \quad (2.32)$$

donde:

$$\frac{df(\phi_b)}{d\phi} = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \xi_l e^{jl\omega_0 t} \quad (2.33)$$

Los coeficientes ξ_i se obtienen sustituyendo el punto base de operación en la derivada de la función con característica no-lineal (2.28).

En el DA, (2.31), (2.32) y (2.33) se expresan como

$$\Delta \mathbf{I} = \mathbf{F}_{Tp} \Delta \Phi, \quad (2.34)$$

$$\Delta \mathbf{V} = \mathbf{D} \Delta \Phi, \quad (2.35)$$

$$\mathbf{F} = [\xi_{-h} \quad \cdots \quad \xi_{-1} \quad \xi_0 \quad \xi_1 \quad \cdots \quad \xi_h]^T \quad (2.36)$$

donde \mathbf{D} es la matriz de diferenciación y \mathbf{F}_{Tp} es una matriz tipo Toeplitz formada a partir del vector \mathbf{F} , es decir

$$\mathbf{F}_{Tp} = \begin{bmatrix} \xi_0 & \xi_{-1} & \cdots & \xi_{-h} & & & & & & \\ \xi_1 & & & & & & & & & \\ \vdots & & & & & & & & & \\ \xi_h & & \xi_1 & \xi_0 & \xi_{-1} & & & \xi_{-h} & & \\ & & & \xi_1 & \xi_0 & & & \vdots & & \\ & & & & & & & & & \xi_{-1} \\ & & & \xi_h & \cdots & \xi_1 & \xi_0 & & & \end{bmatrix}. \quad (2.37)$$

Si se combinan (2.34) y (2.35) se obtiene

$$\Delta \mathbf{I} = \mathbf{Y}_{nl} \Delta \mathbf{V} \quad (2.38)$$

donde $\mathbf{Y}_{nl} = \mathbf{F}_{Tp} \mathbf{D}^{-1}$ es la matriz de admitancias del elemento no-lineal en el DA [9].

Nótese en la estructura de la matriz de admitancias que los elementos no-lineales no sólo modifican la amplitud y la fase de las componentes armónicas, sino también su frecuencia produciendo acoplamiento armónico. Es decir, los elementos no-lineales generan nuevas componentes armónicas.

2.6 Análisis Nodal en el Dominio Armónico

Para ilustrar el análisis de armónicos en sistemas de potencia utilizando el DA, se aplica el análisis nodal para encontrar el estado estable del circuito en la figura 2.2.

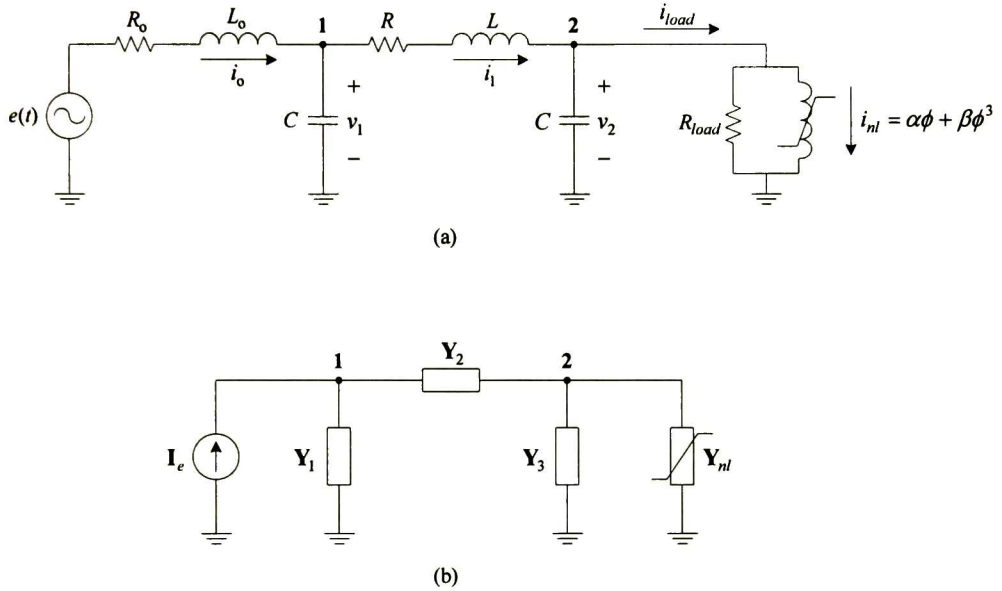


Figura 2.2 (a) Línea de transmisión representada por un circuito π conectada a una carga no-lineal.
(b) Sistema equivalente de admitancias armónicas.

Los resultados se obtienen para $h = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm 10$ (las primeras 10 armónicas). Los parámetros del circuito dados en por unidad son: $R_0 = 0.003$, $R = 0.02$, $L_0 = 0.002$, $L = 0.2$, $C = 0.1$, $R_{load} = 1.5$, $\alpha = 0.2$, $\beta = 0.9$ y la fuente de voltaje $e(t) = \text{sen}(\omega_0 t)$ donde $\omega_0 = 1$. La carga no-lineal es representada por la relación flujo/corriente

$$i_{nl} = \alpha\phi + \beta\phi^3 \quad (2.39)$$

Aplicando la ley de corrientes de Kirchoff en los nodos 1 y 2 del circuito, se tienen las siguientes ecuaciones en el DA:

$$\mathbf{I}_e = \mathbf{Y}_1 \mathbf{V}_1 + \mathbf{Y}_2 (\mathbf{V}_1 - \mathbf{V}_2), \quad (2.40)$$

$$\mathbf{I}_m = \mathbf{Y}_2 (\mathbf{V}_2 - \mathbf{V}_1) + \mathbf{Y}_3 \mathbf{V}_2 + \mathbf{Y}_{nl} \mathbf{V}_2, \quad (2.41)$$

donde \mathbf{I}_e es la fuente de corriente equivalente inyectada en el nodo 1 (y por lo tanto es constante) dada por

$$\mathbf{I}_e = (\mathbf{R}_o \mathbf{U}_{Tp} + \mathbf{L}_o \mathbf{D})^{-1} \mathbf{E}, \quad (2.42)$$

donde \mathbf{U}_{Tp} es la matriz identidad, \mathbf{E} la imagen de $e(t)$ en el DA y \mathbf{D} la matriz de diferenciación. \mathbf{I}_m es el vector de suma de corrientes en el nodo 2. Las matrices de admitancias lineales \mathbf{Y}_1 , \mathbf{Y}_2 , \mathbf{Y}_3 son dadas por las siguientes relaciones:

$$\mathbf{Y}_1 = (\mathbf{R}_c \mathbf{U}_{Tp} + \mathbf{L}_c \mathbf{D})^{-1} + \mathbf{C}\mathbf{D}, \quad (2.43a)$$

$$\mathbf{Y}_2 = (\mathbf{R}\mathbf{U}_{Tp} + \mathbf{L}\mathbf{D})^{-1} \quad (2.43b)$$

$$\mathbf{Y}_3 = \mathbf{C}\mathbf{D}. \quad (2.43c)$$

Despejando \mathbf{V}_1 de (2.40) y sustituyéndolo en (2.41) \mathbf{I}_m resulta en

$$\mathbf{I}_m = -\mathbf{Y}_2 (\mathbf{Y}_1 + \mathbf{Y}_2)^{-1} \mathbf{I}_e - \mathbf{Y}_2 (\mathbf{Y}_1 + \mathbf{Y}_2)^{-1} \mathbf{Y}_2 \mathbf{V}_2 + (\mathbf{Y}_2 + \mathbf{Y}_3) \mathbf{V}_2 + \mathbf{Y}_{nl} \mathbf{V}_2. \quad (2.44)$$

El último término de (2.44) equivale al vector de corriente de la rama no-lineal en el nodo 2 el cual se obtiene de la representación en el DA de (2.39)

$$\mathbf{I}_{nl} = \alpha \Phi + \beta \Phi \otimes \Phi \otimes \Phi, \quad (2.45)$$

donde Φ es un vector formado con los coeficientes armónicos de $\phi(t)$. Simplificando

$$\mathbf{I}_{nl} = \alpha\Phi + \beta\Phi_2 \otimes \Phi, \quad (2.46)$$

donde $\Phi_2 = \Phi_{Tp} \Phi$ y Φ_{Tp} es una matriz tipo Toeplitz formada a partir del vector Φ .

Finalmente

$$\mathbf{I}_{nl} = \alpha\Phi + \beta\Phi_{2Tp} \Phi, \quad (2.47)$$

donde Φ_{2Tp} es una matriz tipo Toeplitz formada a partir del vector Φ_2 . Linealizando (2.44) alrededor de un punto base resulta en

$$\Delta\mathbf{I}_m = [-\mathbf{Y}_2(\mathbf{Y}_1 + \mathbf{Y}_2)^{-1}\mathbf{Y}_2 + \mathbf{Y}_2 + \mathbf{Y}_3 + \mathbf{Y}_{nl}]\Delta\mathbf{V}_2, \quad (2.48)$$

donde $\mathbf{J} = [-\mathbf{Y}_2(\mathbf{Y}_1 + \mathbf{Y}_2)^{-1}\mathbf{Y}_2 + \mathbf{Y}_2 + \mathbf{Y}_3 + \mathbf{Y}_{nl}]$ es la matriz de admitancias armónica o Jacobiano.

Finalmente sustituyendo $\Delta\mathbf{I}_m$ por $(\mathbf{I}_{esp} - \mathbf{I}_{new})$ y $\Delta\mathbf{V}_b$ por $(\mathbf{V}_{new} - \mathbf{V}_{old})$ se tiene

$$\mathbf{V}_{new} = \mathbf{J}^{-1}(\mathbf{I}_{esp} - \mathbf{I}_{new}) + \mathbf{V}_{old} \quad (2.49)$$

donde: \mathbf{I}_{new} es el vector de corriente que se obtiene con la ecuación (2.44), \mathbf{I}_{esp} es el vector de corriente especificada en el nodo, que por la ley de corrientes de Kirchhoff es cero. \mathbf{V}_{old} es el voltaje propuesto inicialmente en el nodo 2 y \mathbf{V}_{new} el voltaje en estado estable que se obtiene en cada iteración.

El vector del flujo en la rama no-lineal se obtiene despejando de la representación en el DA de (2.29)

$$\Phi = \mathbf{D}^{-1}\mathbf{V}_{old} \quad (2.50)$$

El Jacobiano correspondiente a la rama no-lineal en (2.48), \mathbf{Y}_{nl} , se calcula en base a (2.38). Donde los coeficientes ξ_i del vector \mathbf{F} en (2.36) se obtienen sustituyendo Φ en la derivada de la relación (2.39) en el DA, es decir

$$\frac{di_{nl}}{d\phi} = \alpha + 3\beta\phi^2 \quad (2.51)$$

Siguiendo el procedimiento en la obtención de (2.47)

$$\frac{di_{nl}}{d\phi} \Leftrightarrow \mathbf{F} = \alpha\mathbf{U} + 3\beta\Phi_{Tp} \Phi, \quad (2.52)$$

donde $\mathbf{U} = [\dots 0 0 1 0 0 \dots]^T$

Se propone un voltaje inicial en el nodo 2 igual al voltaje de la fuente de alimentación $e(t)$, partiendo así, de la siguiente condición inicial:

$$\mathbf{V}_{old} = [\dots 0 0 0 0.5j 0 -0.5j 0 0 0 \dots]^T$$

Por lo tanto, en la primera iteración:

De (2.50) el vector del flujo en la rama no-lineal es

$$\Phi = [\dots 0 0 0 -0.5 0 -0.5 0 0 0 \dots]^T$$

De (2.52) los coeficientes ξ_l forman el siguiente vector

$$\mathbf{F} = [\dots 0 0 0.675 0 1.55 0 0.675 0 0 \dots]^T$$

Con este vector se forma la matriz Toeplitz \mathbf{F}_{Tp} en (2.38) que compone \mathbf{Y}_{nl} en la primera iteración. De (2.47) la corriente en la rama no-lineal

$$\mathbf{I}_{nl} = [\dots 0 0 0 -0.1125 0 -0.4375 0 -0.4375 0 -0.1125 0 0 0 \dots]^T$$

De (2.44) la corriente inyectada en los nodos

$$\mathbf{I}_{new} = [\dots 0 \ 0 \ -0.1125 \ 0 \ -0.3869 + 0.3340j \ 0 \ -0.3869 - 0.3340j \ 0 \ -0.1125 \ 0 \ 0 \ \dots]^T$$

Finalmente de (2.49)

$$\mathbf{V}_{new} = [0 \ 0.0002 \ 0 \ 0.0005 + 0.0014j \ 0 \ -0.0082 + 0.0003j \ 0 \ 0.0280 - 0.0268j \ 0 \\ -0.0466 + 0.4376j \ 0 \ -0.0466 - 0.4376j \ 0 \ 0.0280 + 0.0268j \ 0 \ -0.0082 - 0.0003j \ 0 \\ 0.0005 - 0.0014j \ 0 \ 0.0002 \ 0]^T$$

Para terminar el proceso iterativo se establece el siguiente error:

$$\varepsilon = \|\mathbf{V}_{new}\| - \|\mathbf{V}_{old}\| < 10^{-10} \quad (2.53)$$

Al final de 4 iteraciones el voltaje y la corriente en el nodo 2 convergen a un valor de:

$$\mathbf{V}_2 = [0 \ 0.0002 \ 0 \ 0.0012j \ 0 \ -0.0065 - 0.0008j \ 0 \ 0.0262 - 0.0297j \ 0 \\ -0.0468 + 0.4347j \ 0 \ -0.0468 - 0.4347j \ 0 \ 0.0262 + 0.0297j \ 0 \ -0.0065 + 0.0008j \ 0 \\ -0.0012j \ 0 \ 0.0002 \ 0]^T$$

$$\mathbf{I}_{load} = [\dots 0 \ -0.0002 + 0.0032i \ 0 \ -0.0417 - 0.0335i \ 0 \ -0.3370 + 0.2596i \ 0 \\ -0.3370 - 0.2596i \ 0 \ -0.0417 + 0.0335i \ 0 \ -0.0002 - 0.0032i \ 0 \ \dots]^T$$

En la figura 2.3 se muestra la corriente y el voltaje en la carga. Se puede observar que existe un defasamiento entre ambos. Para los datos mencionados se tiene un factor de potencia de 0.6827, calculado con (3.25).

En la figura 2.4 se muestran las componentes armónicas del voltaje y la corriente en la carga. Como ilustración, en el caso del voltaje la séptima armónica es solo el 0.27% de la fundamental, y en el de la corriente la quinta armónica es el 0.75% de la fundamental. Las diversas componentes que se generan se deben al acoplamiento armónico que existe a causa de la no-linealidad en la carga.

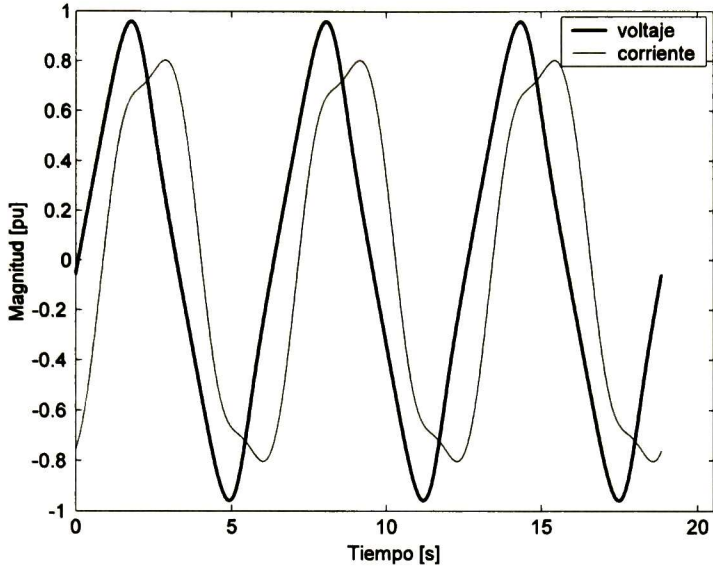


Figura 2.3 Corriente y voltaje en la carga en estado estable.

La validación de los resultados presentados en la figura 2.3, se realiza a través del dominio del tiempo (DT) utilizando las ecuaciones dinámicas del sistema (2.54). Las señales de voltaje y corriente en la carga obtenidas de la simulación en el DT se muestran en la figura 2.5.

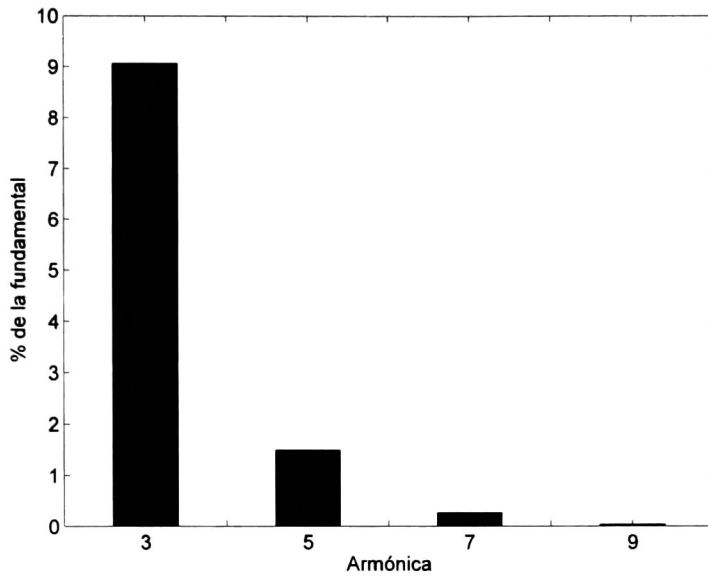
$$\frac{di_o(t)}{dt} = -\frac{R_o i_o(t)}{L_o} - \frac{v_1(t)}{L_o} + \frac{e(t)}{L_o}. \quad (2.54a)$$

$$\frac{dv_1(t)}{dt} = \frac{i_o(t)}{C} - \frac{i_1(t)}{C}. \quad (2.54b)$$

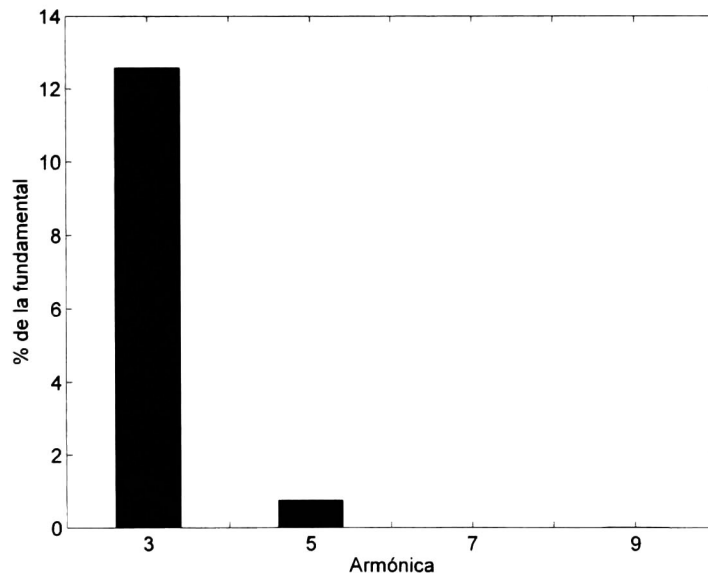
$$\frac{di_1(t)}{dt} = -\frac{Ri_1(t)}{L} + \frac{v_1(t)}{L} - \frac{v_2(t)}{L}. \quad (2.54c)$$

$$\frac{dv_2(t)}{dt} = \frac{i_1(t)}{C} - \frac{v_2(t)}{R_{load}C} - \frac{\alpha + \beta\phi^2(t)}{C}\phi(t), \quad (2.54d)$$

$$\frac{d\phi(t)}{dt} = v_2(t). \quad (2.54e)$$



(a)



(b)

Figura 2.4 Componentes armónicas de las señales en la figura 2.3. (a) Voltaje, (b) Corriente.

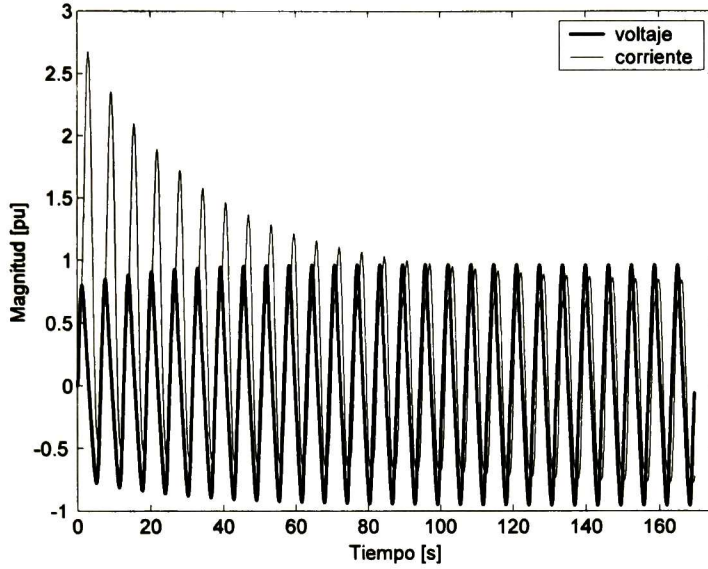


Figura 2.5 Voltaje y corriente en la carga utilizando dominio del tiempo.

Nótese que en la simulación que se utiliza el DT, es necesario esperar que el transitorio se atenúe para llegar al estado estable como se muestra en la figura 2.5. Con un $\Delta t = 0.01$ el error *rms* es de 5×10^{-4} para el voltaje en el nodo 2 y de 0.003 para la corriente en la carga después del ciclo número 47. Este error se calcula mediante la siguiente fórmula:

$$\varepsilon_{rms} = \sqrt{\frac{\int_{T_0} (x_i - x_{DA})^2 dt}{\int_{T_0} x_i^2 dt}} \quad (2.55)$$

donde x_i son las muestras de la señal en el DT y x_{DA} son las muestras obtenidas al convertir la señal del DA al DT.

2.7 Conclusiones

En este capítulo se han presentado las definiciones y conceptos fundamentales del DA. Se han obtenido las representaciones en el DA de elementos pasivos y no-lineales en un sistema eléctrico de potencia. La estructura de las matrices de admitancias que han resultado de estas representaciones refleja el comportamiento lineal o no-lineal de los elementos del sistema. Los componentes lineales que sólo modifican la magnitud y la fase de las componentes armónicas tienen una matriz de admitancia con estructura diagonal y los no-lineales que además generan nuevas componentes armónicas tienen una matriz de admitancias con estructura Toeplitz.

Mediante el análisis nodal en el DA y linealizando alrededor de un punto base, se ha ejemplificado la obtención del estado estable de una red eléctrica con cargas no-lineales. Estos datos se han corroborado a través de una simulación en el dominio del tiempo utilizando las ecuaciones dinámicas del sistema. Por lo tanto, se concluye que es ventajoso utilizar DA por dos razones:

No es necesario esperar que se atenúe el transitorio.

No es necesario transformar los resultados para obtener las componentes armónicas de las señales de interés.

Capítulo III

CORRECCIÓN DEL FACTOR DE POTENCIA

3.1 Introducción

Una de las desventajas de que la energía eléctrica sea generada, transmitida, distribuida y utilizada en corriente alterna, es la necesidad de suministrar potencia reactiva junto a la potencia activa [12]. Las características electromagnéticas de algunos componentes en una red los llevan a absorber o aportar potencia reactiva, lo que se manifiesta mediante atrasos o adelantos en la corriente con respecto al voltaje. Mientras mayor sea el defasamiento entre la corriente y el voltaje a través del dispositivo, el consumo o suministro de reactivos aumenta, propiciando problemas como pueden ser fluctuaciones de voltaje, colapsos de voltaje, disminución en la capacidad de transmisión y por supuesto variación del factor de potencia (FP).

Las formas clásicas de mejorar el FP es aplicando compensación externa mediante el uso de bancos de capacitores y compensadores síncronos. El objetivo de la compensación externa es proveer potencia reactiva cerca del punto donde ésta se consume. Los avances tecnológicos en los dispositivos electrónicos para aplicaciones en sistemas eléctricos de potencia han llevado al desarrollo de dispositivos compensadores de VARs con elementos electrónicos, como lo son los SVCs los cuales tienen un amplio uso en el manejo y control de potencia reactiva. Esta clase de dispositivos contienen elementos inductivos y capacitivos conectados en paralelo y controlados por tiristores. Los principales objetivos del uso de SVCs son [1]:

Incrementar los límites de estabilidad del sistema

Disminuir las fluctuaciones de voltaje en las terminales durante las variaciones en la carga.

ángulo de 90° produce conducción completa de los tiristores, que resulta en una corriente sinusoidal continua fluyendo en el TCR. Conforme el ángulo de disparo varía de 90° a valores cercanos a 180° , la corriente fluye en forma de pulsos discontinuos simétricamente localizados en los medios ciclos positivos y negativos como se muestra en la figura 3.2. Si el tiristor es disparado, éste deja de conducir cuando la corriente por sí sola cruza por cero. Una vez que los tiristores hayan iniciado conducción, cualquier cambio en el ángulo de disparo tendrá efecto hasta el siguiente medio ciclo. La corriente se reduce a cero para un ángulo de disparo de 180° .

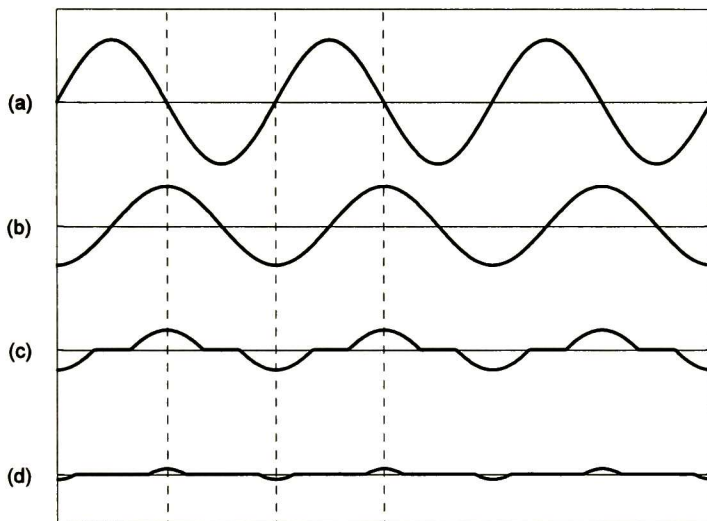


Figura 3.2 Comportamiento de un TCR ante diferentes ángulos de disparo.

(a) v_{TCR} , (b) i_{TCR} ($\lambda = 90^\circ$), (c) i_{TCR} ($\lambda = 120^\circ$), (d) i_{TCR} ($\lambda = 150^\circ$).

La potencia reactiva en el SVC puede ser variada de un valor máximo de absorción (tiristores en bypass) a un valor máximo de inyección (tiristores abiertos), modificando λ dentro del rango $90^\circ < \lambda < 180^\circ$. Los casos en la frontera corresponden al estado de completa conducción y al de no-conducción del TCR.

La figura 3.3 muestra las principales variables asociadas con la operación del TCR mostrado en la figura 3.1 [9]. El ángulo de disparo, λ , y el ángulo de conducción, σ , están relacionados por

$$\sigma = 2(\pi - \lambda). \quad (3.1)$$

De las figuras 3.1 y 3.3 se observa que el voltaje en el reactor puede determinarse por cualquiera de las siguientes dos ecuaciones:

$$v_R(t) = s(t)v_{TCR}(t), \quad (3.2)$$

$$v_R(t) = L \frac{di_{TCR}(t)}{dt}. \quad (3.3)$$

donde $s(t)$ es la función de conmutación que depende de λ y σ .

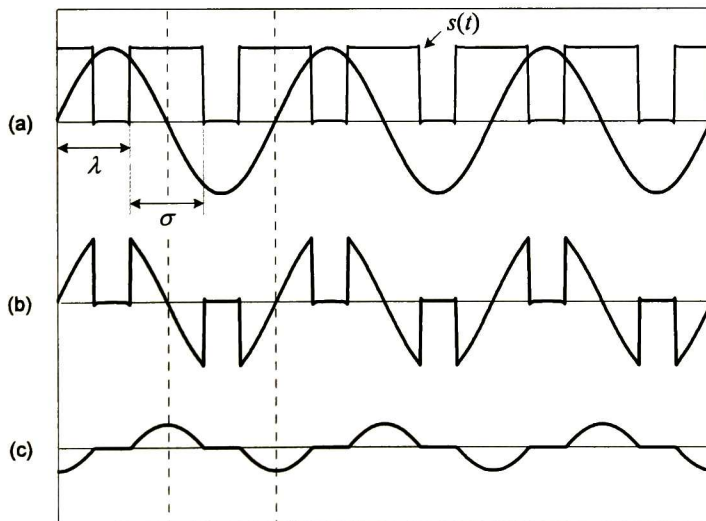


Figura 3.3 Operación ideal del TCR. (a) Voltaje en el TCR, v_{TCR} y función de conmutación, $s(t)$,
(b) voltaje en el reactor, v_R , (c) corriente en el reactor, i_{TCR} .

Las ecuaciones (3.2) y (3.3) se expresan en el DA como [9]

$$\mathbf{V}_R = \mathbf{S}_{Tp} \mathbf{V}_{TCR}, \quad (3.4)$$

$$\mathbf{V}_R = L\mathbf{D}\mathbf{I}_{TCR}, \quad (3.5)$$

donde \mathbf{D} es la matriz de diferenciación y \mathbf{S}_{Tp} es una matriz tipo Toeplitz formada con el contenido armónico de $s(t)$.

Combinando (3.4) y (3.5) se obtiene

$$\mathbf{I}_{TCR} = \mathbf{Y}_{TCR} \mathbf{V}_{TCR}, \quad (3.6)$$

donde $\mathbf{Y}_{TCR} = (1/L)\mathbf{D}^{-1}\mathbf{S}_{Tp}$ es la matriz de admitancias del TCR, la cual incluye el acoplamiento entre frecuencias que genera la función de conmutación. La expresión (3.6) contiene la representación del TCR en estado estable.

La matriz de admitancias armónicas de un SVC se expresa por la combinación en paralelo de la admitancia del TCR y la admitancia del banco de capacitores,

$$\mathbf{Y}_{SVC} = \mathbf{Y}_{TCR} + \mathbf{Y}_C, \quad (3.7)$$

de tal manera que la relación voltaje/corriente de un SVC está dada por

$$\mathbf{I}_{SVC} = \mathbf{Y}_{SVC} \mathbf{V}_{SVC}. \quad (3.8)$$

3.3 Cálculo de la Función de Conmutación

El cruce por cero del voltaje del TCR es tomado como referencia para emitir la señal de disparo λ (figura 3.4). Si el primer tiristor se acciona en θ_{a1} , el tiristor conduce por un

periodo σ_1 . Este se apaga con el cruce por cero de la corriente a través del tiristor, en un tiempo θ_{b1} . Se asume un esquema de disparo equidistante, donde $\theta_{a2} - \theta_{a1} = \pi$. Si el cruce por cero del voltaje del TCR ocurre en un ángulo $\theta_0 = \omega_0 t$ entonces

$$v_{TCR} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} V_n e^{jn\theta_0} = 0. \quad (3.9)$$

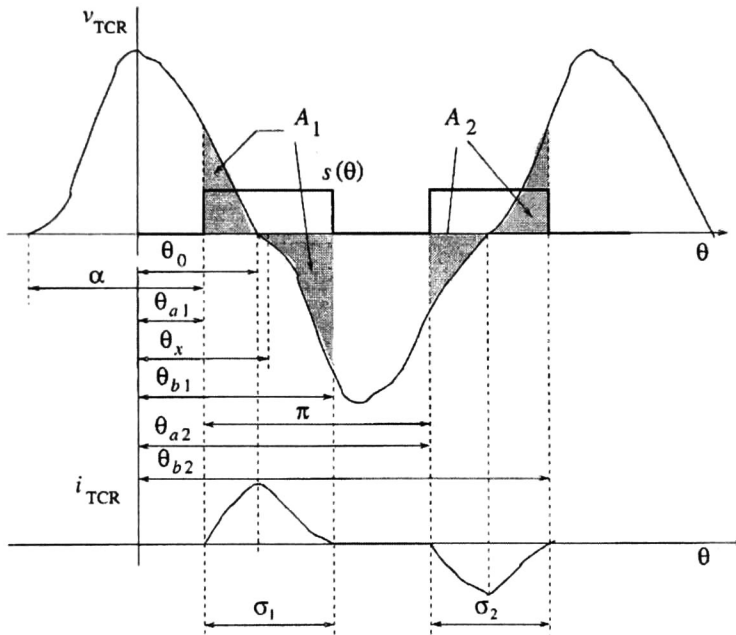


Figura 3.4 Parámetros asociados con la operación del TCR.

El periodo de conducción termina cuando se da el cruce por cero de la corriente a través del tiristor [9], que ocurre cuando las áreas A_1 y A_2 en la figura 3.4 son cero, es decir

$$A_1 = \int_{\theta_{a1}}^{\theta_{b1}} v_{TCR} d\theta = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{V_n}{jn} (e^{jn\theta_{b1}} - e^{jn\theta_{a1}}) = 0, \quad (3.10a)$$

$$A_2 = \int_{\theta_{a2}}^{\theta_{b2}} v_{TCR} d\theta = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{V_n}{jn} (e^{jn\theta_{b2}} - e^{jn\theta_{a2}}) = 0, \quad (3.10b)$$

donde:

$$\theta_{a1} = \theta_0 - (\pi - \lambda), \quad (3.11)$$

$$\theta_{a2} = \theta_{a1} + \pi = \theta_0 + \lambda. \quad (3.12)$$

Resolviendo (3.9) y (3.10) para θ_0 , θ_{b1} y θ_{b2} mediante el método iterativo de Newton-Raphson, se obtiene la siguiente ecuación:

$$\begin{bmatrix} \theta_0 \\ \theta_{b1} \\ \theta_{b2} \end{bmatrix}^{k+1} = \begin{bmatrix} \theta_0 \\ \theta_{b1} \\ \theta_{b2} \end{bmatrix}^k - \begin{bmatrix} \frac{\partial v_{TCR}}{\partial \theta_0} & \frac{\partial v_{TCR}}{\partial \theta_{b1}} & \frac{\partial v_{TCR}}{\partial \theta_{b2}} \\ \frac{\partial A_1}{\partial \theta_0} & \frac{\partial A_1}{\partial \theta_{b1}} & \frac{\partial A_1}{\partial \theta_{b2}} \\ \frac{\partial A_2}{\partial \theta_0} & \frac{\partial A_2}{\partial \theta_{b1}} & \frac{\partial A_2}{\partial \theta_{b2}} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{TCR} \\ A_1 \\ A_2 \end{bmatrix}^k \quad (3.13)$$

donde solo existen las derivadas parciales

$$\frac{\partial v_{TCR}}{\partial \theta_0} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} jnV_n e^{jn\theta_0} \quad (3.14a)$$

$$\frac{\partial A_1}{\partial \theta_0} = -\sum_{n=-\infty}^{\infty} V_n e^{jn(\theta_0 - (\pi - \alpha))} \quad (3.14b)$$

$$\frac{\partial A_1}{\partial \theta_{b1}} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} V_n e^{jn\theta_{b1}} \quad (3.14c)$$

$$\frac{\partial A_2}{\partial \theta_0} = -\sum_{n=-\infty}^{\infty} V_n e^{jn(\theta_0 + \alpha)} \quad (3.14d)$$

$$\frac{\partial A_2}{\partial \theta_{b2}} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} V_n e^{jn\theta_{b2}} \quad (3.14e)$$

Las condiciones iniciales que se requieren para encontrar la solución, pueden tomarse en base al cruce por cero de la componente fundamental de v_{TCR} , asumiendo simetría de cuarto de onda

$$\theta_o^0 = \frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \left(\frac{\Im\{V_1\}}{\Re\{V_1\}} \right), \quad (3.15)$$

$$\theta_{b1}^0 = \theta_o^0 + (\theta_o^0 - \theta_{a1}^0), \quad (3.16)$$

$$\theta_{b2}^0 = \theta_{b1}^0 + \pi. \quad (3.17)$$

Para obtener el contenido armónico de la función de conmutación $s(\theta)$ se utilizan el punto central θ_x , y los ángulos de conducción σ_1 y σ_2 , los cuales se calculan después de la convergencia de (3.13) mediante las ecuaciones

$$\theta_x = \theta_{a1} + \frac{\sigma_1}{2}. \quad (3.18)$$

$$\sigma_1 = \theta_{b1} - \theta_{a1}, \quad (3.19)$$

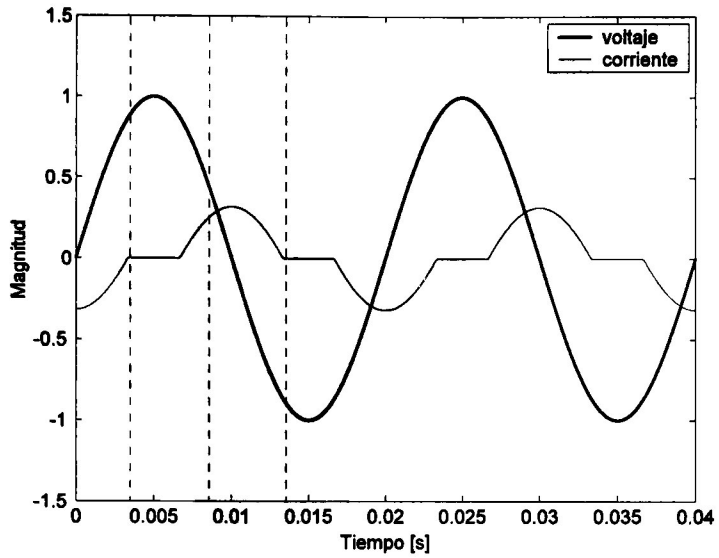
$$\sigma_2 = \theta_{b2} - \theta_{a2}. \quad (3.20)$$

Las componentes armónicas de la función de conmutación obtenidas aplicando (2.2) a la forma de onda $s(\theta)$ en la figura 3.4 se definen como

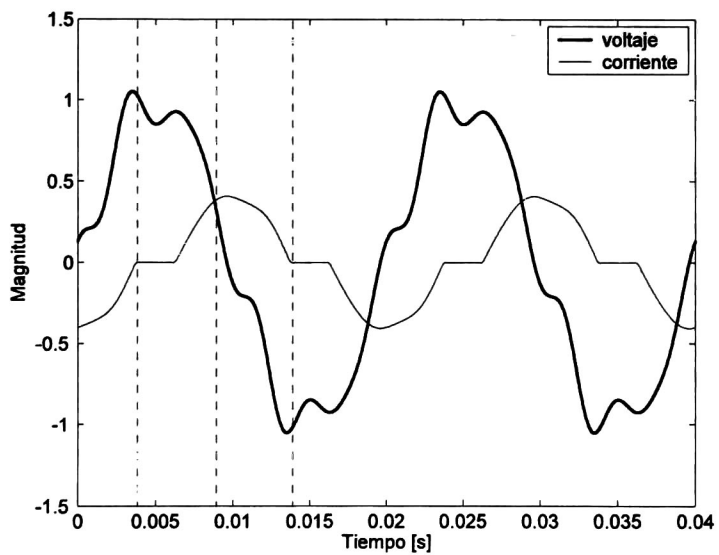
$$S_0 = \frac{\sigma_1 + \sigma_2}{2\pi}. \quad (3.21)$$

$$S_n = \frac{1}{n\pi} \left(\text{sen} \frac{n\sigma_2}{2} \cos n\pi + \text{sen} \frac{n\sigma_1}{2} \right) e^{-jn\theta_x} \quad (3.22)$$

A pesar de que (3.21) y (3.22) han sido obtenidas asumiendo simetría de cuarto de onda. Las ecuaciones son generales, es decir, pueden utilizarse en caso de que los periodos de conducción 1 y 2 difieran debido a la existencia de señales de voltaje sin simetría de cuarto de onda [9].



(a)



(b)

Figura 3.5 Efecto del voltaje en el TCR sobre la corriente a través de los tiristores.

(a) Voltaje sinusoidal. (b) Voltaje no-sinusoidal.

En la figura 3.5 se muestra el impacto que tiene el contenido armónico de $v_{TCR}(t)$ sobre la corriente a través de los tiristores. La figura 3.5a corresponde a un TCR operando bajo

condiciones de voltaje sinusoidal. En los resultados de la figura 3.5a se obtuvo un periodo de conducción de aproximadamente 120° , con una amplitud de corriente aproximada de 0.32A. En caso de un voltaje de operación no-sinusoidal (figura 3.5b), la corriente puede desviarse apreciablemente de la forma de onda ideal mostrada en la figura 3.5a dando lugar a un periodo de conducción mayor a 120° , con una amplitud de corriente aproximada de 0.4A. En ambos casos se utilizó un ángulo de disparo λ igual a 120° , $L = 0.005$ H, la frecuencia de la señal de voltaje es 50Hz y se consideran 50 armónicas en la representación.

3.4 Cálculo y Corrección del Factor de Potencia

En el estudio de circuitos eléctricos que operan con voltajes y corrientes periódicos no-sinusoidales, las siguientes expresiones nos permiten calcular eficientemente los parámetros eléctricos de potencia activa, potencia aparente y factor de potencia (FP) [9]

$$P = \sum_{m=-\infty}^{\infty} V_m I_{-m} , \quad (3.23)$$

$$S = \sqrt{\sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} |V_m|^2 |I_n|^2} \quad (3.24)$$

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{k=-\infty}^{\infty} V_k I_{-k}}{\sqrt{\sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} |V_m|^2 |I_n|^2}} , \quad (3.25)$$

respectivamente.

En el presente trabajo se pretende corregir el FP mediante la inserción de un dispositivo SVC en el nodo de interés. Para mantener el FP arriba de un margen determinado, es necesario variar el ángulo de disparo del SVC, λ , de 90° a 180° . Conforme nos movemos dentro de éste rango, el FP aumenta/disminuye hacia/desde un máximo, esto dependiendo de la carga en el nodo y de la capacidad de absorción o inyección de reactivos del SVC. El

λ que arroja el FP óptimo del sistema bajo ciertas condiciones de operación se obtiene aplicando el método de la secante.

3.5 Algoritmo Propuesto para Corregir el Factor de Potencia

1. Aplicar la ley de corrientes de Kirchhoff en los nodos del circuito, y obtener la representación nodal del sistema en el DA como se muestra en las secciones 2.4, 2.5 y 3.2.
2. Aplicar reducción de Kron hasta obtener una ecuación con una incógnita. En base a la cual se obtendrán las corrientes inyectadas en los nodos para cada iteración.
3. Linealizar alrededor de un punto base y obtener el Jacobiano correspondiente a las ramas lineales y no-lineales.
4. Dar estimado inicial de voltajes nodales.
5. Obtener el estado estable del sistema (para un ángulo de disparo inicial, λ_1) iterando con (2.49) hasta lograr la convergencia satisfaciendo la condición en (2.53).
6. Calcular el FP en el nodo de interés. Si este no satisface el FP de referencia proponer un λ_2 10% mayor o menor a λ_1 y obtener nuevamente el estado estable regresando a 4.
7. Si ninguno de los dos puntos (λ_1, FP_1) y (λ_2, FP_2) satisface la referencia, aplicar el método de la secante (utilizando estos dos puntos) dado por (3.37) y encontrar el λ necesario para corregir el FP en el nodo de interés.

8. Ir nuevamente a 4, para obtener el estado estable del sistema dado el nuevo λ obtenido en 7.

3.6 Ejemplo de Aplicación

Ahora que se ha descrito el comportamiento del SVC y se ha definido su matriz de admitancia y la función de conmutación en el dominio armónico, se realiza el análisis en estado estable de la red eléctrica en la figura 3.6 con el objeto de corregir el factor de potencia en el nodo 3.

La red eléctrica está constituida por 3 líneas de transmisión representadas por su circuito π equivalente, tres cargas no lineales conectadas al final de cada línea y un SVC conectado en el nodo 3. Los resultados se obtienen considerando $h = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm 50$. Los parámetros del circuito dados en por unidad son: $R_o = 0.003, L_o = 0.002, R = 0.02, L = 0.2, C = 0.2, \alpha = 0.25, \beta = 0.2, L_{TCR} = 4, X_L = \omega_o L_{TCR}$, como solo es necesario aportar reactivos $X_C = X_L, C_{SVC} = 1/(\omega_o X_C), R_{load} = 2.5$ y la fuente de voltaje $e(t) = \text{sen}(\omega_o t)$ donde $\omega_o = 1$. Aplicando la ley de corrientes de Kirchhoff en los nodos 0, 1, 2 y 3 del circuito, se obtiene la siguiente representación nodal en el DA:

$$\begin{array}{c} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{m1} \\ \mathbf{I}_{m2} \\ \mathbf{I}_{m3} \\ \mathbf{I}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_1 & -\mathbf{Y}_{l2} & -\mathbf{Y}_{l3} & -\mathbf{Y}_{l1}' \\ -\mathbf{Y}_{l2} & \mathbf{C}_2 & 0 & 0 \\ -\mathbf{Y}_{l3} & 0 & \mathbf{C}_3 & 0 \\ -\mathbf{Y}_{l1}' & 0 & 0 & \mathbf{C}_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1 \\ \mathbf{V}_2 \\ \mathbf{V}_3 \\ \mathbf{V}_o \end{bmatrix}, \end{array} \quad (3.26)$$

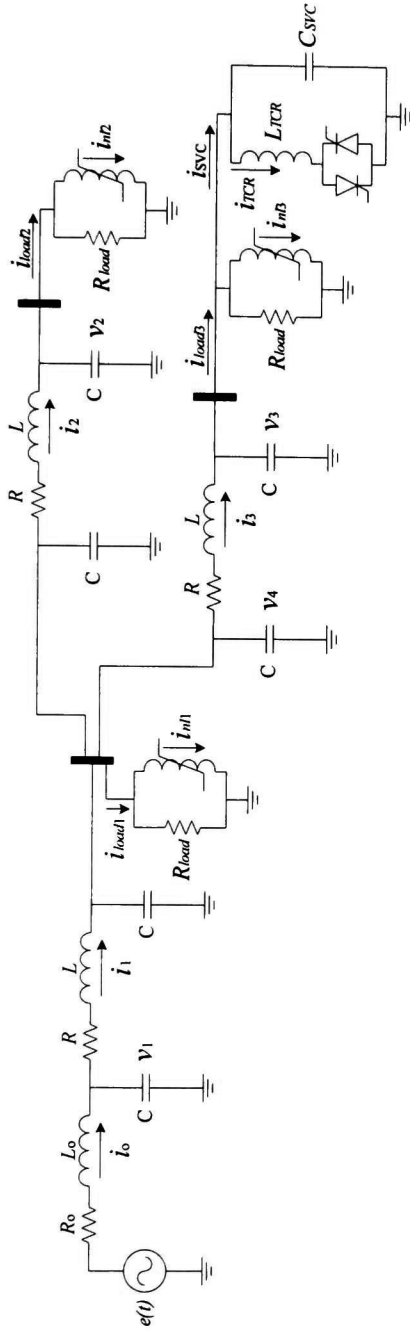
donde:

$$\mathbf{C}_1 = [\mathbf{Y}_{l1}' + \mathbf{Y}_{l2}' + \mathbf{Y}_{l3}' + \mathbf{Y}_{l1} + \mathbf{Y}_{l2} + \mathbf{Y}_{l3} + \mathbf{Y}_{nl} + \mathbf{Y}_{RL}],$$

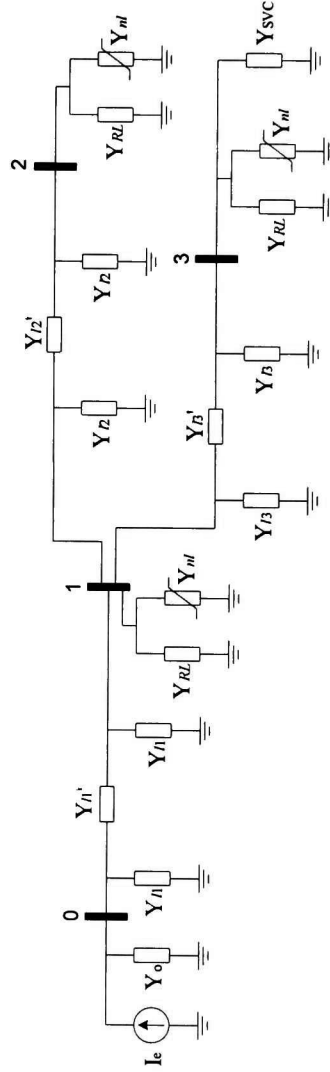
$$\mathbf{C}_2 = [\mathbf{Y}_{l2}' + \mathbf{Y}_{l2} + \mathbf{Y}_{nl} + \mathbf{Y}_{RL}],$$

$$\mathbf{C}_3 = [\mathbf{Y}_{l3}' + \mathbf{Y}_{l3} + \mathbf{Y}_{nl} + \mathbf{Y}_{RL} + \mathbf{Y}_{SVC}],$$

$$\mathbf{C}_4 = [\mathbf{Y}_{l1}' + \mathbf{Y}_o + \mathbf{Y}_{l1}].$$



(a)



(b)

Figura 3.6 (a) Sistema eléctrico de potencia, (b) Sistema equivalente de admitancias armónicas.

La matriz de admitancias linealizada, \mathbf{Y}_{nl} , se obtiene en base a lo establecido en la sección 2.5. Particionando (3.26) como lo indican las líneas punteadas, se tiene

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_m \\ \mathbf{I}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{11} & \mathbf{Y}_{12} \\ \mathbf{Y}_{21} & \mathbf{Y}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V} \\ \mathbf{V}_o \end{bmatrix}, \quad (3.27)$$

o,

$$\mathbf{I}_m = \mathbf{Y}_{11} \mathbf{V} + \mathbf{Y}_{12} \mathbf{V}_o, \quad (3.28a)$$

$$\mathbf{I}_o = \mathbf{Y}_{21} \mathbf{V} + \mathbf{Y}_{22} \mathbf{V}_o. \quad (3.28b)$$

Despejando \mathbf{V}_o de (3.28b) y sustituyendolo en (3.28a) se obtiene

$$\mathbf{I}_m = (\mathbf{Y}_{11} - \mathbf{Y}_{12} \mathbf{Y}_{22}^{-1} \mathbf{Y}_{21}) \mathbf{V} + \mathbf{Y}_{12} \mathbf{Y}_{22}^{-1} \mathbf{I}_o. \quad (3.29)$$

En (3.29) \mathbf{Y}_{11} puede descomponerse en la suma de la admitancia lineal del circuito, \mathbf{Y}_{11_l} y la admitancia no-lineal de la carga y el SVC, \mathbf{Y}_{11_nl}

$$\mathbf{Y}_{11} = \mathbf{Y}_{11_l} + \mathbf{Y}_{11_nl}, \quad (3.30)$$

donde

$$\mathbf{Y}_{11_nl} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{nl} & & \\ & \mathbf{Y}_{nl} & \\ & & \mathbf{Y}_{nl} + \mathbf{Y}_{SVC} \end{bmatrix}. \quad (3.31)$$

Por lo tanto, la corriente en los nodos se puede determinar por

$$\mathbf{I}_m = (\mathbf{Y}_{11_l} - \mathbf{Y}_{12} \mathbf{Y}_{22}^{-1} \mathbf{Y}_{21}) \mathbf{V} + \mathbf{Y}_{12} \mathbf{Y}_{22}^{-1} \mathbf{I}_o + \mathbf{Y}_{11_nl} \mathbf{V} \quad (3.32)$$

donde el último término del lado derecho de (3.32) equivale al vector de corrientes en las ramas no-lineales de los nodos 1, 2 y 3 determinado por la imagen en el DA de su relación de corriente en el tiempo, es decir

$$\mathbf{Y}_{11_nl} \mathbf{V} = \mathbf{I}_{nl}, \quad (3.33)$$

donde

$$\begin{bmatrix} i_{nl1} \\ i_{nl2} \\ i_{nl3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_1 \phi + \beta_1 \phi^3 \\ \alpha_2 \phi + \beta_2 \phi^3 \\ \alpha_3 \phi + \beta_3 \phi^3 + i_{SVC} \end{bmatrix} \Leftrightarrow \mathbf{I}_{nl}. \quad (3.34)$$

Nótese que en el nodo 3 existen dos ramas no-lineales, el SVC y la carga. La corriente en el SVC se obtiene mediante (3.8), donde las componentes armónicas que forman la matriz Toeplitz \mathbf{S}_{Tp} deben calcularse mediante (3.21) y (3.22) para cada iteración de Newton-Raphson. Linealizando (3.29) alrededor de un punto base resulta en

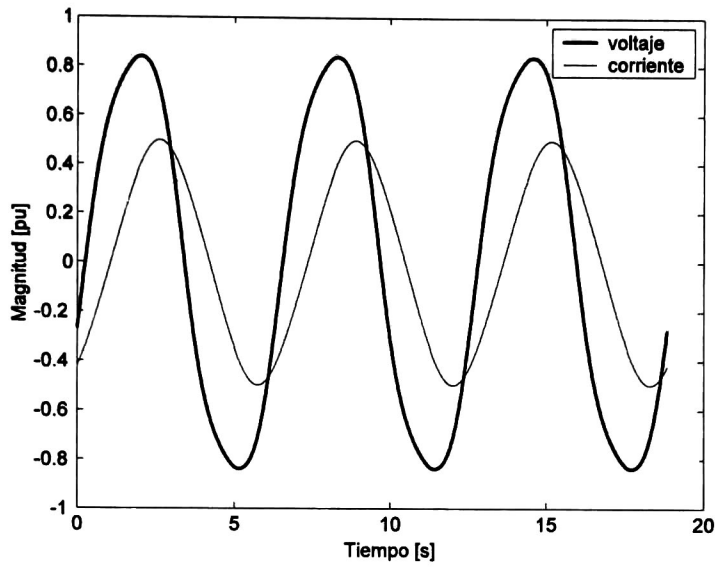
$$\Delta \mathbf{I}_m = (\mathbf{Y}_{11} - \mathbf{Y}_{12} \mathbf{Y}_{22}^{-1} \mathbf{Y}_{21}) \Delta \mathbf{V} \quad (3.35)$$

donde $\mathbf{J} = (\mathbf{Y}_{11} - \mathbf{Y}_{12} \mathbf{Y}_{22}^{-1} \mathbf{Y}_{21})$ representa el Jacobiano. Finalmente sustituyendo $\Delta \mathbf{I}_m$ por $(\mathbf{I}_{esp} - \mathbf{I}_{new})$ y $\Delta \mathbf{V}$ por $(\mathbf{V}_{new} - \mathbf{V}_{old})$ se obtiene

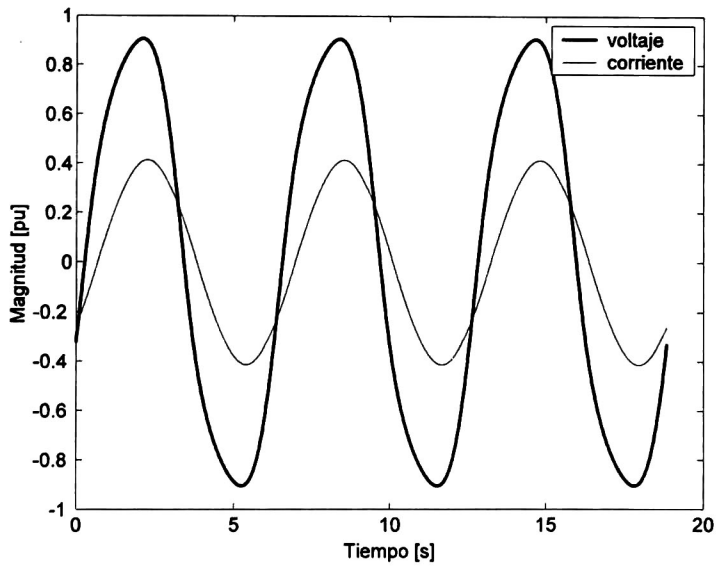
$$\mathbf{V}_{new} = \mathbf{J}^{-1} (\mathbf{I}_{esp} - \mathbf{I}_{new}) + \mathbf{V}_{old}, \quad (3.36)$$

donde: \mathbf{I}_{new} es el vector de corriente que se obtiene con la ecuación (3.32), \mathbf{I}_{esp} es el vector de corriente especificada en el nodo, que por la ley de corrientes de Kirchhoff es cero. \mathbf{V}_{old} es el voltaje propuesto inicialmente en los nodos 1, 2 y 3 que cambia con cada iteración.

Cabe mencionar que tanto \mathbf{Y}_{nl} como \mathbf{I}_{nl} deben calcularse para cada iteración de Newton-Raphson, debido a que dependen del flujo magnético en los nodos y este a su vez depende del voltaje \mathbf{V}_{new} .



(a)



(b)

Figura 3.7 Voltaje y corriente de la carga en el nodo 3 en estado estable. (a) Voltaje y corriente ($\lambda=90^\circ$).

(b) Voltaje y corriente ($\lambda=152^\circ$).

Utilizando el método descrito anteriormente con un ángulo de disparo $\lambda_1 = 90^\circ$, después de 9 iteraciones se obtiene el estado estable. El voltaje en el nodo 3 y la corriente en la carga (i_{load}) se muestran en la figura 3.7a, el defasamiento entre ambas produce un factor de potencia inicial (FP_1) de 0.7227. La magnitud de las primeras nueve armónicas que componen las señales de la figura 3.7a se muestran en la figura 3.8. Nótese de la figura 3.8 que, aunque la entrada es una onda senoidal pura, la corriente resultante contiene armónicas de orden superior. Estas armónicas se generan debido al elemento no-lineal puesto que $\lambda = 90^\circ$ y consecuentemente los tiristores del TCR están en bypass y no producen armónicas.

El cálculo de un nuevo FP (FP_2) para un ángulo de disparo λ_2 el cual es 10% mayor a λ_1 nos permite aplicar el método de la secante [13] dado por la siguiente ecuación:

$$\lambda_n = \frac{\lambda_{n-1}(PF_s - PF_{n-2}) + \lambda_{n-2}(PF_{n-1} - PF_s)}{(PF_{n-1} - PF_{n-2})}. \quad (3.37)$$

Considerando un FP de referencia (FP_s) de 0.93, después de 6 iteraciones, se encuentra que, con $\lambda_n = 152^\circ$ se obtiene un FP de 0.9304. En la figura 3.7b se observa como el defasamiento entre voltaje y corriente ha disminuido, y como el voltaje en el nodo ha aumentado. Nótese en la figura 3.8 que la magnitud de las componentes armónicas de las señales ha aumentado debido a la variación de λ , puesto que la corriente en el TCR pierde la forma de onda continua mostrada en la figura 3.2a y ocasiona la inyección de armónicas en el sistema.

La validación de los resultados presentados en la figura 3.7b, se realiza a través del dominio del tiempo utilizando las ecuaciones dinámicas del sistema y $\Delta t = 1 \times 10^{-2}$ s

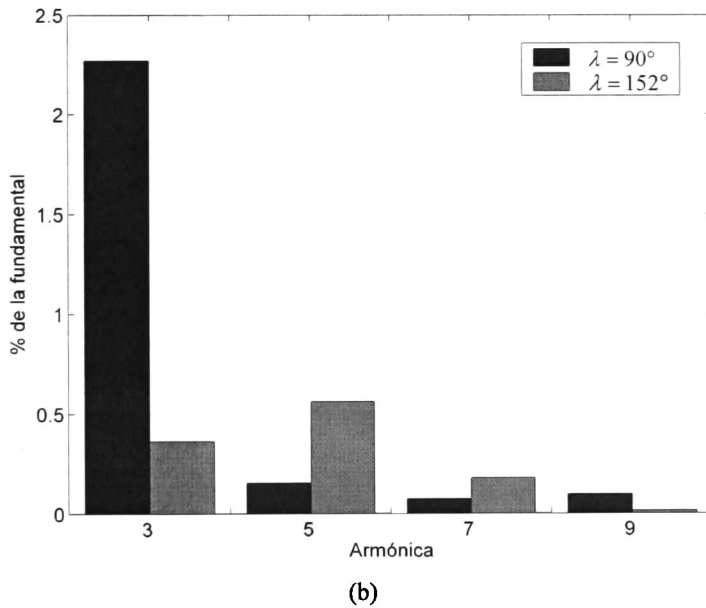
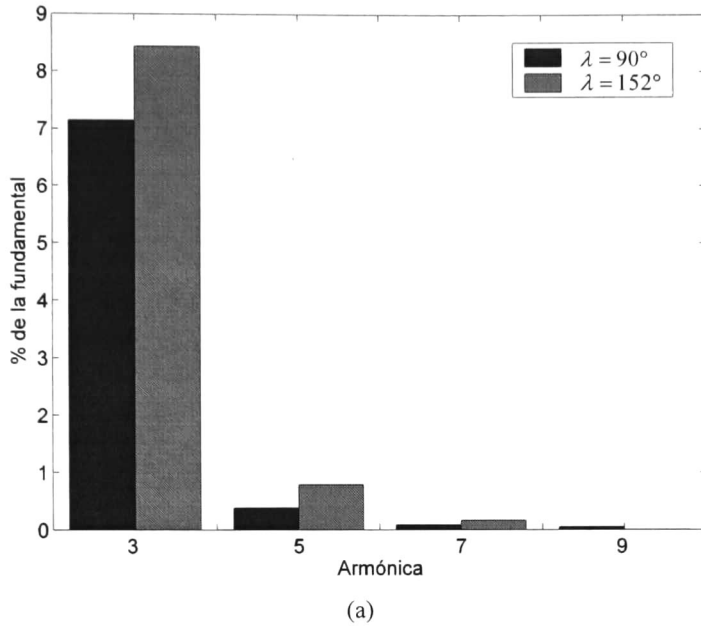


Figura 3.8 Componentes armónicas de las señales en la figura 3.7. (a) Voltaje. (b) Corriente.

$$\frac{di_o(t)}{dt} = -\frac{R_o i_o(t)}{L_o} - \frac{v_1(t)}{L_o} + \frac{e(t)}{L_o}. \quad (3.38a)$$

$$\frac{dv_1(t)}{dt} = \frac{i_o(t)}{C} - \frac{i_1(t)}{C}. \quad (3.38b)$$

$$\frac{di_1(t)}{dt} = \frac{v_1(t)}{L} - \frac{Ri_1(t)}{L} - \frac{v_4(t)}{L}. \quad (3.38c)$$

$$\frac{dv_4(t)}{dt} = \frac{i_1(t)}{3C} - \frac{v_4(t)}{R_{load} 3C} - \frac{\alpha + \beta \phi_1^2(t)}{3C} \phi_1(t) - \frac{i_2(t)}{3C} - \frac{i_3(t)}{3C}, \quad (3.38d)$$

$$\frac{d\phi_1(t)}{dt} = v_4(t), \quad (3.38e)$$

$$\frac{di_2(t)}{dt} = \frac{v_4(t)}{L} - \frac{Ri_2(t)}{L} - \frac{v_2(t)}{L}. \quad (3.38f)$$

$$\frac{dv_2(t)}{dt} = \frac{i_2(t)}{C} - \frac{v_2(t)}{R_{load} C} - \frac{\alpha + \beta \phi_2^2(t)}{C} \phi_2(t), \quad (3.38g)$$

$$\frac{d\phi_2(t)}{dt} = v_2(t), \quad (3.38h)$$

$$\frac{di_3(t)}{dt} = \frac{v_4(t)}{L} - \frac{Ri_3(t)}{L} - \frac{v_3(t)}{L}. \quad (3.38i)$$

$$\frac{dv_3(t)}{dt} = \frac{i_3(t)}{C + C_{SVC}} - \frac{v_3(t)}{R_{load} (C + C_{SVC})} - \frac{\alpha + \beta \phi_3^2(t)}{C + C_{SVC}} \phi_3(t) - \frac{i_{TCR}(t)}{C + C_{SVC}}. \quad (3.38j)$$

$$\frac{d\phi_3(t)}{dt} = v_3(t), \quad (3.38k)$$

$$\frac{di_{TCR}(t)}{dt} = \frac{v_3(t)}{L_{TCR}} - \frac{R_{TCR} i_{TCR}(t)}{L_{TCR}} \quad (3.38l)$$

En la figura 3.9 se muestran las señales de voltaje y corriente de la carga en el nodo 3. En este ejemplo se considera que se ha obtenido el estado estable a partir del ciclo 175. El error *rms* es de 5.4×10^{-4} para el voltaje y de 0.0067 para la corriente.

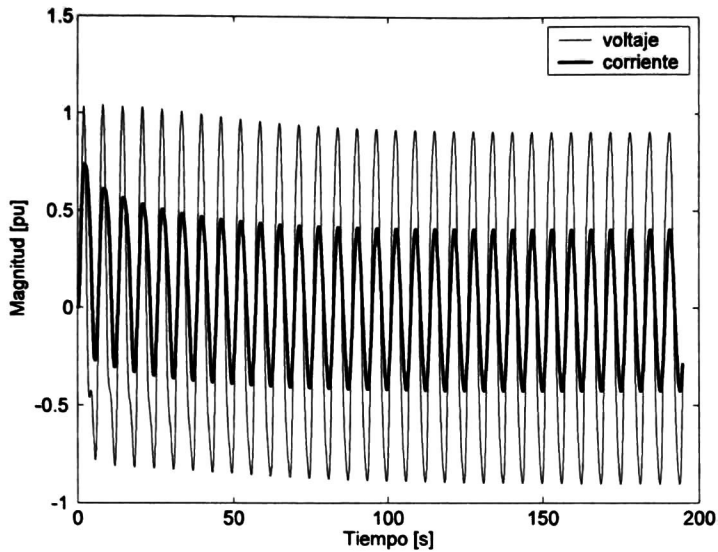


Figura 3.9 Voltaje y Corriente en la carga utilizando dominio del tiempo.

3.7 Conclusiones

En este capítulo se ha descrito brevemente la operación ideal del SVC. Se ha obtenido la representación del SVC en estado estable mediante una matriz de admitancias equivalente en el DA que resultó en base al uso de funciones de conmutación. Se han definido las componentes armónicas de la función de conmutación en base al cruce por cero del voltaje en el TCR y los ángulos de conmutación de $s(t)$. Se ha propuesto un algoritmo para corregir el FP en uno de los nodos de la red mediante la inserción de un SVC en el nodo de interés y el empleo del método de la secante para estimar el ángulo de disparo de los tiristores. Se ha ejemplificado la implementación de este algoritmo, obteniendo que tanto el FP como el voltaje en el nodo han aumentado debido a la aportación de potencia reactiva que hace el SVC al variar el ángulo de disparo y operar en la región capacitiva.

Capítulo IV

CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

4.1 Conclusiones

En esta tesis se ha presentado la corrección del factor de potencia en un sistema eléctrico, mediante la inserción de un dispositivo electrónico SVC en el nodo de interés donde se ha requerido regular el flujo de reactivos. Esta metodología se basa en realizar un estudio de flujos de potencia en la red, calcular el FP actual en el nodo y mediante un sistema de control modificar el ángulo de disparo de los tiristores en el SVC para obtener la compensación de reactivos requerida.

El estudio de flujos se ha implementado mediante análisis nodal en el DA. Representando cada componente eléctrico/electrónico de la red en el DA por su solución en estado estable. En el caso del SVC, la matriz de admitancias equivalente obtenida, ha resultado de las ecuaciones planteadas en base a la operación ideal del TCR utilizando funciones de conmutación. Esta representación ha permitido incorporar fácilmente el modelo del SVC en el mismo marco de referencia bajo el que se han analizado los elementos eléctricos del sistema.

El haber implementado el análisis del sistema en el DA ha permitido:

Que todas las operaciones se realicen en el dominio de la frecuencia, y no se requiera alternar con representaciones en el dominio del tiempo.

Disminuir la complejidad de las ecuaciones que representan los elementos del sistema al convertir los términos derivativos en simples operaciones algebraicas.

Visualizar fácilmente el acoplamiento entre armónicas que se da debido a la presencia de elementos no-lineales y de conmutación en el sistema.

- Evitar largos tiempos de simulación, puesto que no se presentan transitorios en el análisis.

Las ecuaciones de análisis nodal se han resuelto utilizando el método iterativo de Newton-Raphson. Una vez obtenido el estado estable, se calcula el factor de potencia y mediante un sistema que controla el ángulo de disparo del SVC implementado con el método de la secante, se regula el flujo de reactivos, incrementando el factor de potencia en el nodo. El grado de compensación obtenido con el SVC depende de la capacidad de absorción y aportación de reactivos del mismo.

Se ha observado que la capacidad de absorción y aportación de potencia reactiva del SVC a la red ayuda a incrementar el FP, el voltaje en el nodo y la capacidad de transmisión del sistema. En el ejemplo implementado no ha sido necesario operar en la región inductiva de la red, puesto que las condiciones del sistema sólo necesitan que se aporte potencia reactiva, pero en caso de que se requiera, se ha observado que sólo es necesario variar la relación $X_C = k X_L$ (donde k es una constante de proporcionalidad) para aumentar/disminuir la región de operación capacitiva y disminuir/aumentar la región de operación inductiva.

4.2 Trabajos Futuros

- Incluir en la formulación modelos detallados de generadores, líneas de transmisión, cargas, SVC, entre otros.
- Incorporar la representación dinámica del SVC utilizando el Dominio Armónico Extendido para análisis de armónicos en estado transitorio.
Desarrollar un prototipo experimental en el laboratorio que verifique los resultados obtenidos y permita manipular el sistema en tiempo real.

Referencias

- [1] Jerry C. Whitake, "AC Power Systems Handbook," 2nd Edition, CRC Press LLC, U.S.A. 1999.
- [2] Rashid Muhammad. H., "Power Electronics Handbook," Academic Press, Canada 2001.
- [3] V. Ignatova, S. Bacha, P. Granjon and N. Retière, "Linear Time Periodic Modelling of Power Electronic Devices for Power System Harmonic Analysis and Simulation.", Laboratory of Electrical Engineering, University of Grenoble, France, June 2003.
- [4] T. Noda, A. Semlyen and R. Iravani, "Entirely Harmonic Domain Calculation of Multiphase Nonsinusoidal Steady State," IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 19, no. 3, pp. 1368-1377, July 2004.
- [5] IEEE PES Harmonic Working Group, "Characteristics and Modelling of Harmonic Sources –Power Electronic Devices," IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 16, no. 4, pp. 791-800, October 2001.
- [6] L.T.G. Lima, A. Semlyen and M. R. Iravani, "Harmonic Domain Periodic Steady State Modeling of Power Electronics Apparatus: SVC and TCSC," IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 18, no. 3, pp. 960-967, July 2003.
- [7] J.G. Proakis and D. G. Manolakis, "Digital Signal Processing," 3rd Edition, Pearson Education, U.S.A. 1996.
- [8] J.J. Rico, M. Madrigal and E. Acha, "Dynamic Harmonic Evolution Using the Extended Harmonic Domain," IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 18, no. 2, pp. 587-594, April 2003.

- [9] E. Acha and M. Madrigal, "Power Systems Harmonics Computer Modelling and Analysis," John Wiley & Sons, Ltd England 2001.
- [10] M. Madrigal and J.J. Rico, "Operational Matrices for the Analysis of Periodic Dynamic Systems," IEEE Transactions on Power Systems, vol. 19, no. 3, pp. 1693-1695, August 2004.
- [11] A. Ramirez, A. Semlyen and R. Iravani, "Order reduction of the dynamic model of a linear weakly periodic system—Part I: General methodology", IEEE Transactions on Power Systems, vol. 19, no. 2, pp. 857-865, May 2004.
- [12] L.L. Grigsby, "The Electric Power Engineering Handbook," CRC Press, IEEE Press, U.S.A. 2001.
- [13] R.L. Burden and J.D. Faires, "Análisis numérico," 7th Edition, Thomson Learning, Mexico 2001.



CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y DE ESTUDIOS AVANZADOS DEL I.P.N. UNIDAD GUADALAJARA

El Jurado designado por la Unidad Guadalajara del Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional aprobó la tesis

Corrección del Factor de Potencia mediante un Compensador
Estático de VARs utilizando el Dominio Armónico

del (la) C.

Jennifer OSUNA GARIBALDI

el día 18 de Noviembre de 2005.

Dr. Pablo Moreno Villalobos
Investigador CINESTAV 3C
CINESTAV Unidad Guadalajara

Dr. Juan Manuel Ramírez Arredondo
Investigador CINESTAV 3B
CINESTAV Unidad Guadalajara

Dr. Amner Israel Ramírez Vázquez
Investigador CINESTAV 2C
CINESTAV Unidad Guadalajara



CINVESTAV
BIBLIOTECA CENTRAL



SSIT000008399