

01129
46



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA
DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

DISEÑO DE UN COMPENSADOR ESTATICO
DE VARs

T E S I S

PARA OBTENER EL TITULO DE:

INGENIERO ELECTRICO Y ELECTRONICO

P R E S E N T A :

LUIS ANTONIO PALACIOS OSTRIA

DIRECTOR DE TESIS: ING. DAVID VAZQUEZ ORTIZ

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

CD. UNIVERSITARIA,

AGOSTO DE 2003



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

Diseño de un Compensador Estático de VARs

Justificación

Justificación

Este trabajo tiene como objeto, el desarrollo del trabajo de Tesis para obtener el Título de Ingeniero Eléctrico Electrónico de la Facultad de Ingeniería, de la Universidad Nacional Autónoma de México. Asimismo presenta una base teórica para que los alumnos de la Carrera de Ingeniería Eléctrica y Electrónica de la Facultad de Ingeniería, UNAM, se introduzcan en el estudio detallado de los Compensadores Estáticos de VARs, y en general de los Controladores FACTS; sistemas que están siendo ampliamente utilizados en la actualidad para controlar de manera rápida y eficiente los parámetros más importantes de los Sistemas Eléctricos de Potencia a nivel Internacional y cuyo desarrollo se encuentra en pleno auge.

Agradecimiento

Agradecimiento

Hoy que he llegado al final de la fase más importante de mi formación profesional quiero hacer la siguiente reflexión para agradecer a todas aquellas personas que me han depositado su confianza, cariño y apoyo a lo largo de mis estudios profesionales y a lo largo de toda mi vida.

Gracias a Dios porque me permitió despertar de mis sueños todas las mañanas para amanecer a un nuevo día lleno de retos, con la fortaleza necesaria para afrontarlos y salir adelante de éstos...

Gracias a mis padres, Luis y Reyna, por el apoyo incondicional que me han brindado no sólo a lo largo de mis estudios profesionales sino a lo largo de toda mi vida, gracias por sus desvelos y por los grandes esfuerzos que han hecho para que yo sea alguien pero por encima de todo, gracias por quererme como me quieren. Este logro que hoy he alcanzado es suyo...

Gracias a mis hermanas, Alejandra y Nelly, por el cariño tan grande que me tienen, a veces es muy difícil ser el hermano mayor pero el haber tenido a dos personas que me apoyan de la manera en que ellas lo hacen es el mejor regalo que me haya brindado la vida...

Gracias a todos mis familiares que siempre me han brindado su apoyo y su cariño...

Gracias Inés por el apoyo y cariño que me tienes, tú has sido parte muy importante de este logro, gracias por impulsarme siempre a seguir adelante, fue una enorme bendición el haberte conocido, gracias por compartir conmigo tu tiempo, tus sueños y tu amor. Te Amo...

Gracias a todos mis profesores, que sin duda, han sido parte medular de mi formación profesional, llevaré siempre conmigo sus enseñanzas, sus consejos y sus conocimientos, fueron una de las partes más importantes de este logro, trataré de corresponder siempre lo que me han brindado siendo un ingeniero de calidad como siempre me lo inculcaron, no los defraudaré...

Gracias al Ing. Héctor Luis Macías por el apoyo que siempre me brindó a lo largo de toda mi carrera, gracias por ser un tutor que se preocupó siempre por que yo me sintiera en casa y en verdad tuvo éxito, gracias por los consejos que me brindaste en la fase más difícil de mi formación profesional y a lo largo de toda mi carrera...

Gracias al Ing. Pablo García y Colomé por enseñarme que la estancia en la Universidad no sólo debe ser de académica sino una formación integral, gracias también por enseñarme que regresar un poco de lo tanto que hemos recibido de la Universidad no es una obligación sino una inmensa satisfacción personal...

Gracias a Lidia porque me brindaste tu cariño y comprensión a lo largo de toda mi estancia en la Facultad, gracias por los consejos y por los "jalones de orejas", tan necesarios y tan útiles, sin tu apoyo hubiera sido más difícil salir adelante y llegar hasta este momento tan importante para mí...

Gracias Omar, ya que desde el principio tuvimos un mismo objetivo y nos esforzamos por salir adelante, y en el día en que escribo esto, sé también que has alcanzado tu meta, tú y yo no sólo somos buenos amigos sino que te considero como el hermano que nunca tuve, contigo he ido creciendo y creo firmemente que lo seguiré haciendo...

Gracias a mis amigos y compañeros de carrera, el haber compartido con ustedes cinco años de mi vida ha sido muy importante, en verdad el haber salido adelante juntos es una de las cosas que nunca voy a olvidar, hoy lo hemos logrado. Con todos ustedes pasé no sólo el tiempo en las aulas ni fuimos solamente compañeros de clase, sino buenos amigos que siempre nos apoyamos y que siempre nos preocupamos por cada uno de los demás.

Gracias Charly porque fuiste la primer persona que me brindó su amistad en el momento que llegué a la Facultad, gracias Marcos y Alonso porque fueron quizá las dos personas con las que pasé más tiempo de estudio, gracias Jorge porque siempre me apoyaste incondicionalmente en todas las locuras que se me ocurrieron a lo largo de éstos cinco años, gracias Javier, Wah y Fosl porque ustedes fueron las personas con las que más me divertí, gracias Marco por brindarme tu confianza y amistad, gracias Jerónimo, Yahvé,

Felipe, Ismael, Foco, Monsi, Betty, Jeannette, Magaly, Angélica, Lety, Héctor, Salvador, Daniel, Xitlali, Guillermo, Luis Felipe, Oswaldo, Menchaca, Chavarrí, Memo, Betsabé, Ariadne, Victor, Maroñas, Max, Tolentino y todos aquellos buenos amigos que he tenido a lo largo de mi carrera, por los buenos y malos momentos y por los proyectos que compartimos a lo largo de estos cinco años...

Un especial agradecimiento al Ing. David Vázquez Ortiz por el gran apoyo que me ha brindado para la realización y revisión de este trabajo de Tesis, gracias por haber depositado su confianza en ésta idea y por el tiempo invertido en mi trabajo, éste es un logro que no hubiera alcanzado sin su apoyo. Asimismo quiero agradecer al Ing. Roberto Brown Brown, Ing. Augusto Hintze, Ing. Arturo Morales Collantes e Ing. Rodolfo Lorenzo Bautista, por sus consejos y apoyo tan útiles en la elaboración de éste trabajo de Tesis, los cuáles han sido de un gran valor...

Finalmente quiero expresar la satisfacción y agradecimiento tan grande que tengo con la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional Autónoma de México, la que nunca dejará de ser mi casa y de la que siempre me sentiré orgulloso y con la gran responsabilidad de poner muy en alto su nombre a donde quiera que la vida me lleve...

Luis Antonio Palacios Ostría

Índice

Diseño de un Compensador Estático de VARs

	Página
Justificación.....	I
Agradecimiento.....	III
Índice.....	VII
Introducción.....	1
I Regulación de Voltaje.....	4
I.1 Definición de Regulación de Voltaje.....	5
I.2 Metodología y dispositivos empleados en la Regulación de Voltaje.....	7
I.2.1 Máquinas de inducción.....	7
I.2.2 Reguladores tipo elevadores de voltaje.....	7
I.2.3 Transformadores con cambiador de derivaciones bajo carga.....	7
I.2.4 Capacitores fijos y conmutados.....	8
I.2.5 Sistemas estáticos de VARs.....	8
I.2.6 Método de operación del regulador elevador de voltaje.....	8
I.2.7 Transformadores con cambio de derivación y regulantes.....	10
I.2.8 Reguladores Automáticos de Voltaje (AVRs).....	13
I.2.8.1 Tipos de reguladores automáticos de voltaje.....	13
I.2.8.2 Los reguladores automáticos de voltaje y las características del generador.....	15
I.2.9 Regulación de voltaje de una fuente de energía primaria.....	17
I.2.9.1 Reguladores de voltaje.....	18
II Control de Voltaje y Potencia Reactiva.....	20
II.1 Introducción.....	21
II.2 La generación y absorción de potencia reactiva.....	22
II.2.1 Generadores síncronos.....	23
II.2.2 Líneas aéreas y transformadores.....	24
II.2.3 Cables de Potencia.....	24
II.2.4 Cargas.....	24
II.3 Relación entre voltaje, potencia real y potencia reactiva en un nodo.....	24
II.3.1 $\partial Q/\partial I'$ y la corriente de corto circuito en un nodo.....	27
II.4 Método de Control de Voltaje a través de la inyección de Potencia Reactiva.....	27
II.4.1 Capacitores y Reactores en Derivación.....	29
II.4.2 Capacitores Serie.....	29
II.4.3 Compensadores Síncronos.....	30
II.4.4 Inyección Serie.....	32
III Breve descripción y definiciones de los controladores FACTS.....	33
III.1 Controladores conectados en derivación.....	35
III.2 Controladores conectados en serie.....	39
III.3 Controladores combinados con conexión serie y paralelo.....	42

III.4	Otros Controladores FACTS.....	43
IV	Convertidores de Fuente de Voltaje.....	46
IV.1	Conceptos básicos del convertidor de fuente de voltaje.....	47
IV.2	Operación del convertidor monofásico de onda completa con conexión en paralelo.....	49
IV.3	Operación de la rama (polo) monofásico.....	52
IV.4	Armónicos de voltaje para una onda cuadrada de un convertidor monofásico.....	53
IV.5	Convertidor trifásico de onda completa con conexión en paralelo.....	55
IV.5.1	Operación del convertidor.....	55
IV.5.2	Componentes fundamental y armónicas del convertidor trifásico....	58
IV.6	Secuencia del proceso de conducción de las válvulas en la rama de cada fase.....	62
IV.7	Conexiones del transformador para operación de doce pulsos.....	65
IV.8	Operación en 24 y 48 pulsos.....	68
IV.9	Convertidores de fuente de voltaje de tres niveles.....	69
IV.9.1	Operación del convertidor de tres niveles.....	69
IV.9.2	Voltaje fundamental y armónicos para un convertidor de tres niveles.....	71
IV.9.3	Convertidor de tres niveles con ramas paralelas.....	74
IV.10	Convertidor de modulación por ancho de pulso (PWM).....	74
IV.11	Técnica generalizada de eliminación armónica y control de voltaje.....	79
IV.12	Rango del convertidor, comentarios generales.....	81
V	Compensadores Estáticos en Derivación: SVC y STATCOM.....	84
V.1	Objetivos de la Compensación en Derivación.....	85
V.1.1	Regulación de voltaje en el punto medio de una línea.....	85
V.1.2	Soporte de voltaje en el extremo receptor de la línea para prevenir inestabilidad de voltaje.....	89
V.1.3	Mejora de la Estabilidad Transitoria.....	89
V.1.4	Amortiguación de Oscilación de Potencia.....	94
V.1.5	Resumen de los Requerimientos del Compensador.....	95
V.2	Métodos de Generación Controlable de VARs.....	96
V.2.1	Generadores Estáticos de VARs de Impedancia Variable.....	97
V.2.2	Generadores de VARS del tipo Convertidor de Switchceo.....	121
V.2.3	Generadores de VARs híbridos: Convertidor Switchceado con TSC y TCR.....	135
V.2.4	Resumen de Generadores Estáticos de VARs.....	136
V.3	Compensadores Estáticos de VARs: SVC y STATCOM.....	138
V.3.1	La Disminución de la Regulación.....	143
V.3.2	Función de Transferencia y Desempeño Dinámico.....	145
V.3.3	Perfeccionamiento de la estabilidad transitoria y amortiguamiento de la oscilación de potencia.....	149
V.3.4	Control de Reserva de VARs (punto de operación).....	154
V.3.5	Resumen del Control del Compensador.....	157
V.4	Comparación entre SVC y STATCOM.....	159
V.4.1	Curvas características V-I y V-Q.....	159

V.4.2	Estabilidad Transitoria.....	161
V.4.3	Tiempo de Respuesta.....	163
V.4.4	Capacidad para Intercambiar Potencia Real.....	164
V.4.5	Operación con un sistema de CA desbalanceado.....	164
V.4.6	Curva característica de pérdidas contra salida de VARs.....	167
V.4.7	Instalación y tamaño físico.....	168
V.4.8	Ventajas del compensador híbrido.....	168
V.5	Sistemas Estáticos de VARs.....	169
	Conclusiones.....	171
	Anexo I. Especificación CFE.....	178
	Anexo II. Fotografías y Planos.....	212
	Bibliografía.....	224

PAGINACIÓN DISCONTINUA

Introducción

Introducción

En el transcurso de los años, una de las principales prioridades de las empresas suministradoras de energía eléctrica ha sido el proporcionar a sus usuarios una regulación de voltaje de calidad. Por esto se han desarrollado una gran cantidad de dispositivos para tal efecto: transformadores con cambiador de derivaciones, transformadores regulantes, bancos de capacitores (conectados en serie y derivación) y más recientemente, dispositivos para controlar el voltaje de excitatriz de las máquinas síncronas en las centrales de generación.

Por su parte, los usuarios domésticos también han instalado reguladores de voltaje para protegerse contra el daño que genera a los equipos una inapropiada regulación de voltaje.

En la actualidad, el Sistema eléctrico Nacional se encuentra en plena modernización, la Comisión Federal de Electricidad (CFE) y Luz y Fuerza del Centro (LYFC) han optado por incluir dentro de sus principales subestaciones a lo largo del anillo de 400 kV, e incluso de 230 kV, sistemas automáticos de compensación de potencia reactiva, mejor conocidos con el nombre de Compensadores Estáticos de VARs (CEVs). Estos dispositivos permiten obtener una regulación de voltaje de calidad, entre muchos otros beneficios.

Éstos dispositivos tienen grandes virtudes, ya que automáticamente mejoran la regulación de voltaje en el nodo del sistema eléctrico en el cual son instalados, llevan a cabo una compensación de potencia reactiva (capacitiva ó inductiva), corrigen el factor de potencia, elevan la capacidad de transmisión de las líneas y aumentan el margen de estabilidad transitoria del sistema de potencia; sin embargo, también son generadores de armónicas, cuyos efectos pueden ser reducidos considerablemente con la inserción de filtros específicos para tales armónicas.

Los Compensadores Estáticos de VARs (CEVs) forman parte de un amplio grupo de controladores conocidos como FACTS (Flexible AC Transmission Systems por sus siglas en inglés) o Sistemas de Transmisión Flexibles de Corriente Alterna. Dichos dispositivos se basan en la electrónica de potencia, ampliamente desarrollada a finales del siglo pasado, y logran tener control sobre una gran cantidad de parámetros del sistema eléctrico de potencia.

El primer Compensador Estático de VARs (SVC por sus siglas en inglés), fue presentado en Nebraska y comercializado por General Electric en 1974 y por Westinghouse en Minesota en 1975. El primer controlador conectado en serie, con el control de impedancia de un capacitor serie de baja potencia, fue inventado por Hingorani y presentado en California por Siemens en 1984.

Dentro de los lineamientos básicos de seguridad, estos controladores posibilitan a los propietarios de los sistemas de transmisión obtener uno o más de los siguientes beneficios:

1. Control del flujo de potencia. El uso del control del flujo de potencia, posibilita elevar la calidad del sistema de transmisión, asimismo contribuye a percibir las máximas utilidades al asegurar el óptimo flujo de potencia, operar bajo condiciones de emergencia o una combinación simultánea de lo anterior.

2. Incrementan la capacidad de carga de las líneas hasta sus capacidades térmicas. Esto puede ir acompañado de la disminución de otras limitaciones y de un intercambio de potencia de acuerdo a las capacidades respectivas de las líneas. Es también importante hacer notar que la capacidad térmica de la línea varía en un margen muy grande de acuerdo con las condiciones ambientales y la propia demanda de carga.
3. Aumentan la seguridad del sistema a través del incremento del límite de estabilidad transitorio. Esto se logra limitando las corrientes de corto circuito y las sobrecargas, controlando los apagones en cascada y amortiguando las oscilaciones electromecánicas de los sistemas de potencia y de las máquinas eléctricas. También proporciona una liga segura para las conexiones de líneas a los servicios públicos vecinos y regionales.
4. Proporcionan flexibilidad máxima en el sitio de la nueva generación de energía eléctrica.
5. Mejoran la calidad de los sistemas de transmisión.
6. Reducen los flujos de potencia reactiva y de esta manera permiten que las líneas conduzcan una mayor cantidad de potencia activa.
7. Disminuyen los flujos cíclicos.
8. Incrementan la utilización de la generación de menor costo. Una de las principales razones para las interconexiones de líneas de transmisión en los sistemas de potencia, es utilizar la generación más económica. Cuando no existe suficiente capacidad de transmisión en las líneas, el aumento de la misma, permitirá incrementar el uso de la generación de menor costo.

Como podemos observar, con la instalación de este tipo de dispositivos se obtienen una gran cantidad de beneficios, y en realidad cualquiera de éstos sería la principal justificación para el cambio a un controlador FACTS. Es, además, importante revisar la lista de éstos beneficios con una base de valor comercial ó económica.

Con la utilización de Compensadores Estáticos de VARs (CEVs), y en general con cualquiera de los controladores FACTS, las empresas suministradoras elevan de manera considerable la calidad de la energía eléctrica. Esto se traduce en un beneficio para el usuario de la misma y en un beneficio aún mayor para las propias compañías suministradoras, que ahora pueden tener control sobre una mayor cantidad de parámetros propios del Sistema Eléctrico Nacional.

Capítulo I

Regulación de Voltaje

I. Regulación de Voltaje

I.1. Definición de regulación de voltaje.

Dentro de los parámetros más utilizados para medir la calidad del servicio eléctrico se encuentra la regulación de voltaje, la cuál se define de la siguiente forma:

Definición de la Regulación de Voltaje: Es la diferencia entre la magnitud del voltaje a plena carga y la magnitud del voltaje sin carga en por ciento del voltaje a plena carga medido en las terminales en que se coloca la carga y conservando el voltaje de entrada constante.

En forma de ecuación:

$$\% \text{ regulación} = \frac{|V_{2,N}| - |V_{2,N'}|}{|V_{2,N'}|} \times 100$$

donde $|V_{2,N}|$ es la magnitud de V_2 (magnitud del voltaje en la terminal de la carga) en ausencia de la carga y $|V_{2,N'}|$ es la magnitud de V_2 a plena carga con $|V_1|$ constante.

La variación de los voltajes antes mencionados se debe principalmente a la demanda de la carga y al tipo de ésta, recordando que la carga es una variable aleatoria en todo sistema eléctrico de potencia. Estas variaciones en la carga ocasionan que exista una tensión mayor ó menor a la requerida en el nodo que se esté analizando.

De acuerdo a normas de calidad en el servicio eléctrico, la regulación del Voltaje debe mantenerse entre un $\pm 5\%$, valor para el cuál la carga conectada operará de una manera óptima, ya que una tensión mucho menor a la especificada hará que el dispositivo (carga) no opere, y una tensión mayor traerá consigo, desde una disminución de la vida útil del dispositivo, (en el mejor de los casos) hasta la destrucción total del mismo.

El objetivo primario de cualquier sistema eléctrico es proporcionar energía a los usuarios con una fuente de voltaje compatible con sus equipos instalados. Todos los dispositivos eléctricos se diseñan para operar dentro de un rango seguro de voltaje para una eficiencia óptima y máxima vida útil. Un sistema ideal de fuente eléctrica proporciona un voltaje constante a todos los usuarios con cualquier condición de carga. No existe el sistema ideal; no es práctico económicamente tratar de aproximarse al diseño de un "sistema ideal". En nuestros días, un sistema ideal es aquel que proporciona una fuente de voltaje que satisfice a todo el equipo utilizado, con el uso más económico de regulación disponible.

Actualmente están en uso varios métodos para mejorar el perfil de voltaje en sistemas eléctricos de transmisión ó distribución. Éstos incluyen transformadores con cambiadores de derivación bajo carga, capacitores fijos ó conmutados y reguladores elevadores de voltaje. Los reguladores de inducción de voltaje y los condensadores síncronos fueron comunes en un tiempo, pero han sido suplantados por otras alternativas más económicas. Otro nuevo método,

el control estático de VARs, que emplea un control de disparo de fase en tiristores conectados a capacitores fijos ha sido aplicado experimentalmente en varios sistemas de transmisión de alto voltaje. La aplicación de reguladores elevadores de voltaje de una sola fase domina en gran parte el mercado de distribución.

Es deseable un medio económico para la regulación de voltaje, para proporcionar a los usuarios de energía una fuente de voltaje compatible con sus equipos. La lista siguiente describe los efectos de un voltaje no regulado.

- I. **Cargas resistivas (estufas eléctricas, planchas, calentadores de agua, tostadores, etc.)**
 - A. **Bajo Voltaje**
 - ✓ Tiempo de calentamiento muy grande.
 - B. **Alto Voltaje**
 - ✓ Disminución de la vida útil de los elementos de calentamiento.
- II. **Cargas de motores (limpiadores de vacío, máquinas de lavado, ventiladores, refrigeradores, etc.)**
 - A. **Bajo Voltaje**
 - ✓ Incremento de la corriente de línea deslizante con la condición de motor excitado. Resultados: a) Decremento de la eficiencia y b) Sobrecalentamiento del motor.
 - B. **Alto Voltaje**
 - ✓ Sobreexcitación en el par del motor. Resultado: posible daño al acoplar o del artefacto.
- III. **Cargas electrónicas (radio ó televisión)**
 - A. **Bajo Voltaje**
 - ✓ Calidad de recepción más pobre en televisores: a) no se distingue la imagen y b) disminución del tamaño de la misma.
 - B. **Alto Voltaje**
 - ✓ Disminución de la vida útil de componentes electrónicos.
- IV. **Cargas de iluminación (alumbrado incandescente ó fluorescente)**
 - A. **Bajo Voltaje**
 - ✓ Disminución en la eficiencia de la lámpara incandescente; un decremento del 10% en el voltaje resulta en un 70% de la salida normal de iluminación.
 - ✓ Si el voltaje es demasiado bajo, las lámparas fluorescentes no operarán.
 - B. **Alto Voltaje**
 - ✓ Reducción de la vida esperada de las lámparas incandescentes.

Por supuesto, muchos de los beneficios de un voltaje regulado proporcionado a los consumidores, también se traducen en beneficio a los suministradores, en virtud de la

disminución en la inversión por KVA distribuido, incremento en la eficiencia del equipo de distribución y aumento en sus ingresos. El beneficio intangible de la satisfacción del consumidor no debe ser pasado por alto.

A lo largo de la historia se han desarrollado diversos dispositivos cuya función principal es lograr una regulación de voltaje de calidad. A continuación se mencionarán algunos de los principales dispositivos y equipos utilizados para tal efecto.

1.2. Metodología y dispositivos empleados para la regulación de voltaje.

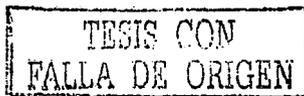
1.2.1 Máquinas de inducción.

Los primeros reguladores fueron *máquinas de inducción*. Estas aparecieron muy temprano en el desarrollo de la industria eléctrica de potencia y fueron ampliamente utilizadas por un gran número de años. Un regulador de inducción consiste en un rotor y un estator, muy parecido a un motor. Como los reguladores elevadores, los reguladores de inducción toman voltaje de la fuente y lo suman a, o lo restan de ésta para sostener el voltaje de la carga continuo. La salida del voltaje se cambia por un ajuste mecánico de la posición relativa del rotor con respecto al estator. El rotor no gira continuamente, pero tiene el cambio de posición requerido por una pequeña autocontención interna del motor. Este motor responde a la señal de un circuito de control. En la actualidad, casi todas las instalaciones nuevas de reguladores de voltaje de tipo de inducción son para aplicaciones industriales.

1.2.2 Reguladores tipo elevadores de voltaje.

Reguladores tipo elevadores de voltaje, los precursores de los diseños modernos fueron introducidos en 1930. Los primeros reguladores de tipo elevador fueron desarrollados con base en el concepto de autolevantamiento (autobooster). Un transformador de distribución de 2400/120 V conectado como un autotransformador da un levantamiento del 5%. Agregando un tap central al devanado secundario (serie) da dos levantamientos de 2 ½%. Sumando dos taps más da cuatro levantamientos de 1¼%. Un autotransformador preventivo (ó reactor de derivación) divide esos levantamientos en mitades para dar los modernos levantamientos de 5/8%. En un regulador de ±10%, treinta y dos levantamientos de 5/8%, 16 arriba y 16 abajo del neutro, proporcionan regulación para todo tipo de cargas. Los reguladores del tipo elevador de voltaje son actualmente autotransformadores con taps. Un autotransformador es un transformador en el cual parte de un devanado es común a ambos circuitos, primario y secundario. En otras palabras, el devanado primario (excitador) esta conectado eléctrica y magnéticamente con el devanado secundario (serie). El devanado excitador es común al primario y secundario, el devanado serie se conecta en serie con la carga (salida). Los reguladores de voltaje de tipo elevador se suministran comúnmente en estilos monofásico y trifásico.

1.2.3 Transformadores con cambiador de derivaciones bajo carga.



Transformadores con cambiador de derivaciones bajo carga (comúnmente conocidos como transformadores LTC). Son una combinación de transformadores y reguladores de tipo elevador. El mecanismo de cambio de derivación se monta dentro de un compartimiento lleno de aceite, el cual es comúnmente diferente al del núcleo y la bobina. El cambio de derivación se realiza por medio de un interruptor trifásico operado en conjunto, proporcionando una regulación simultánea de los voltajes de las tres fases.

1.2.4 Capacitores fijos y conmutados.

Los capacitores fijos y los conmutados no son reguladores de voltaje según la definición eléctrica de éstos dispositivos. Los capacitores se usan para mejorar el perfil de voltaje de línea conectando un banco de capacitores en paralelo con la carga. Éstos capacitores en paralelo mejoran, además, el factor de potencia atrasado "visto" por una fuente. El efecto de la mejora del factor de potencia reducirá las pérdidas en la línea y ayudará a la regulación. El uso de más capacitores que los requeridos para obtener un factor de potencia unitario, ocasionará una componente adelantada de corriente en la inductancia de línea causando un voltaje de rizo en la línea. Mientras la corriente de línea se mantenga atrasada, los capacitores proporcionarán y mejorarán el perfil de voltaje. Cuando la corriente total se adelante, además, los capacitores en paralelo incrementarán la corriente de línea (y las pérdidas de la misma) y podrían causar un gran rizo de voltaje, resultando un voltaje excesivamente alto.

1.2.5 Sistemas estáticos de VARs.

Sistemas estáticos de VARs (SVS). Comprenden regulación efectiva (o ajuste fino) por medio de la compensación reactiva proporcionada por los capacitores en derivación, en virtud de un control de disparo por fase o ángulo de tiristores. Típicamente, el periodo de conducción del tiristor establecerá la corriente capacitiva (adelantada). El sistema de control utilizado es muy rápido con respecto a las fluctuaciones del sistema, permitiendo la optimización de la aplicación. Otra característica del SVS, especialmente su uso en el mejoramiento de la estabilidad del sistema, lo hacen factible para la exploración de los sistemas de transmisión. Hasta ahora, la aplicación de los SVS en voltajes de distribución se justifica solamente para muy grandes volúmenes de suministros de energía.

1.2.6 Método de operación del regulador elevador de voltaje.

Método de operación del regulador elevador de voltaje. Un regulador elevador de voltaje típico Figura 1.1. contiene un devanado en derivación, un devanado serie y un reactor puenteado ó autotransformador preventivo. Los taps, que representan esencialmente un 1.25% del voltaje, cada uno, se agregan al devanado serie y se cambian con un switch de disco especialmente diseñado.

El *transformador principal* comprende el devanado en derivación y el devanado serie. El devanado serie muy frecuentemente se ajusta al 10% del voltaje del devanado en derivación.

Usualmente ocho taps en el devanado serie se cambian con un switch de disco de contactos individuales, la diferencia de voltaje entre los contactos es de 1.25% del voltaje.

Las terminales del *autotransformador preventivo* con tap central son capaces de deslizarse entre el selector de los contactos del interruptor de una manera en la cual evita momentáneamente la pérdida de la carga. Cuando un dedo avanza hacia el siguiente paso, se produce un arco debido a la naturaleza inductiva del transformador, pero la corriente se mantiene Figura 1.2(b) a través del dedo, el cual no es parte del contacto. Cuando el dedo se conecta al contacto adyacente, se reestablece la condición de puenteo Figura 1.2(c). Se establece una circulación de corriente a través del autotransformador preventivo, o a través del reactor de puenteo con tap central, y el voltaje de la carga es el voltaje promedio de los taps que han sido puenteados. Para minimizar la duración del arco, un mecanismo de corte rápido acelera los contactos móviles. La rápida separación de los contactos y el uso de contactos de punta compuestos por una aleación de carbón-tungsteno permiten mitigar el concurrente daño del material de contacto.

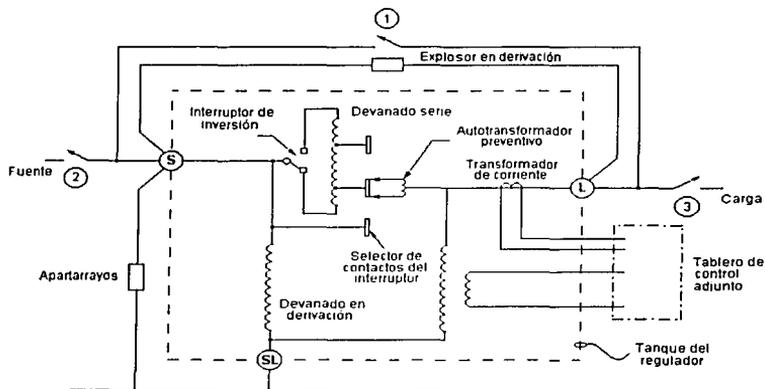


Figura 1.1. Diagrama de alambreado de un regulador de voltaje de pasos típico que muestra las conexiones internas y externas. El autotransformador preventivo no funciona un puente. (1) Interruptor de bypass. (2) Interruptor de la fuente. (3) Interruptor de la carga.

Un *interruptor de inversión* permite cambiar la polaridad del devanado serie para ser relativamente opuesta a la del devanado en derivación, logrando con esto acomodar un regulación positiva ó negativa con el mismo devanado serie.

Los transformadores de voltaje y de corriente son utilizados para proporcionar las señales necesarias para que el control pueda desarrollar su función.

Una protección dieléctrica es proporcionada al devanado serie por medio de un *explosor en derivación*. La propagación de una falla de la fuente a la línea sería conducida por el explosor. Frecuentemente se colocan *apartarrayos* en las terminales de la fuente y de la carga, y protegen de manera similar al regulador de condiciones de sobrevoltaje ocurridas en la fuente.

Otros accesorios externos se incluirán en los tres boquillas (fuente, carga y SL o común), un *indicador de la posición del tap* mostrará la posición de operación presente del regulador al *tablero de control adjunto*.

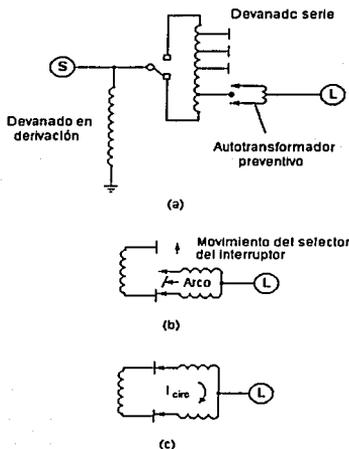


Figura 1.2. Operación de los mecanismos internos del regulador.

1.2.7 Transformadores con cambio de derivación y regulantes.

Los transformadores con cambio de derivación o transformadores con taps son los dispositivos más ampliamente utilizados para aumentar o disminuir la magnitud del voltaje.

Los transformadores que permiten hacer ajustes en la magnitud del voltaje (generalmente en el rango de $\pm 10\%$), y los que cambian el ángulo de fase de los voltajes de línea son componentes importantes en los sistemas de potencia. Algunos transformadores regulan tanto la magnitud como el ángulo de fase.

Los transformadores con derivaciones en los devanados ajustan la relación de transformación, y la cambian cuando el transformador está desenergizado. Se pueden hacer cambios de derivación mientras los transformadores están energizados. A los transformadores que así lo hacen se les llama *transformadores de cambio de derivación con carga (TCC)* o *transformadores cambiadores de derivación bajo carga (TCBC)*. El cambio de derivaciones es automático y se opera con motores que responden a un conjunto de relevadores que los llevan al nivel prescrito de voltaje. Sus circuitos especiales permiten hacer los cambios sin interrumpir el flujo de corriente.

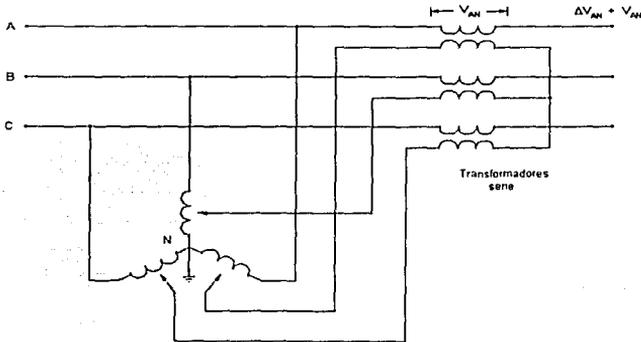


Figura 1.3. Transformador regulador para el control de la magnitud de voltaje

Un tipo de transformador diseñado para pequeños ajustes de voltaje, en lugar de grandes cambios en su nivel, se llama *transformador regulador*.

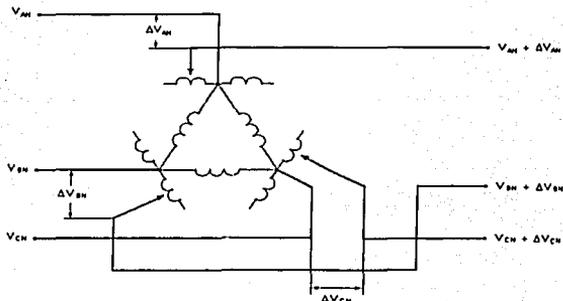


Figura 1.4. Transformador regulador para el control del ángulo de fase. Los devanados dibujados en paralelo uno con el otro, están en el mismo núcleo de acero.

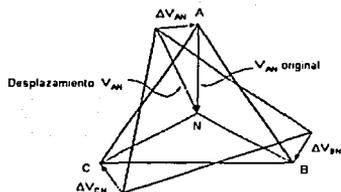


Figura 1.5. Diagrama fasorial para el transformador regulador de la Figura 1.4.

En la Figura 1.3 se muestra un transformador regulador para el control de la magnitud de voltaje y en la Figura 1.4 se muestra uno para el control del ángulo de fase. El diagrama fasorial de la Figura 1.5 ayuda a explicar el deslizamiento en el ángulo de fase. Cada uno de los tres devanados para los que se hacen las derivaciones se hallan en el mismo núcleo magnético que el devanado cuyo voltaje está 90° fuera de fase con el voltaje del neutro al punto donde se conecta el centro del devanado derivado. Por ejemplo, el voltaje al neutro V_{in} se incrementa por la componente ΔV_{in} que está defasado 180° con respecto a V_{in} . En la Figura 1.5 se muestra cómo los tres voltajes de línea se deslizan en su ángulo de fase con un pequeño cambio en magnitud.

1.2.8 Reguladores Automáticos de Voltaje (AVRs).

La excitatriz de un generador síncrono se deriva de una fuente de corriente directa con voltaje variable y requiere una potencia considerable para producir el flujo de operación requerido. De aquí, una excitatriz puede requerir 1 MW o más para excitar el devanado de campo del rotor de un gran generador.

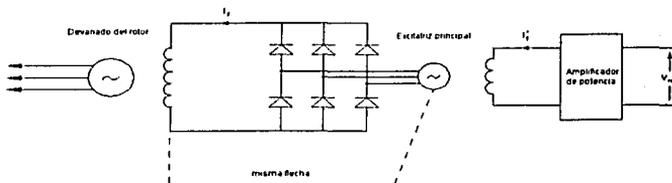


Figura 1.6. Arreglo de la excitatriz para un generador síncrono usando diodos. Estos pueden ser reemplazados por controladores de tiristores y el amplificador de potencia puede ser eliminado.

Hoy en día, un dispositivo semejante a un amplificador de potencia se arregla a través de un generador de corriente alterna acoplado en la flecha del rotor alimentando el campo de la máquina por medio de diodos, también montados en la flecha y girando con ella ó por medio de tiristores cuyos disparos pueden ser controlados por una señal de retroalimentación, Figura 1.6.

Originalmente, la excitatriz principal consistía de un generador de corriente directa con salida de voltaje controlada que alimentaba al campo del rotor del generador a través de anillos deslizantes en la flecha del rotor. El generador de corriente directa usaba una excitación en derivación.

El aspecto más importante del sistema de excitación es la velocidad de respuesta entre un cambio en la señal de referencia V_{ref} y el cambio en la corriente de excitación I_f . Se requiere la teoría de sistemas de control usando diagramas de Bode y márgenes de fase para diseñar respuestas y límites de estabilidad apropiados del sistema de excitación del generador.

1.2.8.1 Tipos de reguladores automáticos de voltaje

Existen dos extensas divisiones de reguladores automáticos, ambas proponen controlar la salida de voltaje de un generador síncrono controlando la excitatriz. En general, la desviación del voltaje terminal de un valor prescrito se lleva a circuitos de control y entonces la corriente de campo se varía. Es la manera y la velocidad en que esto ocurre lo que genera la división.

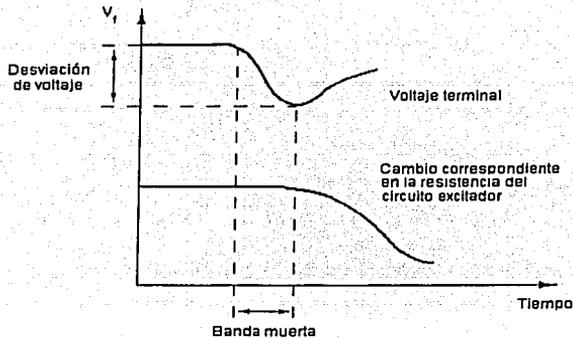


Figura 1.7. El efecto de la banda muerta en un regulador

El primer y más antiguo tipo de AVR puede ser clasificado como *electromecánico*. Una bien conocida variación de éste es el regulador de pila de carbón. En éste, un voltaje proporcional a la desviación de voltaje acciona un solenoide montado para variar la presión ejercida sobre un resistor de pila de carbón en el campo de la excitatriz, variando entonces su resistencia. Otro tipo depende de la conversión de la desviación de voltaje, en un par por medio de un "motor de par"; de acuerdo con la posición angular de la flecha del motor, algunos resistores de un banco de resistencias se desconectan del circuito y por lo tanto la corriente del campo de la excitatriz cambia.

Existen otros varios tipos, incluyendo el popular regulador de caña vibradora. Todos éstos tipos tienen la desventaja de ser relativamente lentos en su accionar y poseer bandas muertas, por ejemplo: pueden ocurrir ciertas desviaciones antes que el mecanismo opere; esto se ilustra en la Figura 1.7.

El otro grupo principal de reguladores se conoce como "reguladores de comportamiento continuo", y fue mostrado en la Figura 1.6. Éstos reguladores son más rápidos que los tipos antes mencionados y no tienen bandas muertas. En la Figura 1.8 se observa un diagrama de bloques general para un sistema de control típico.

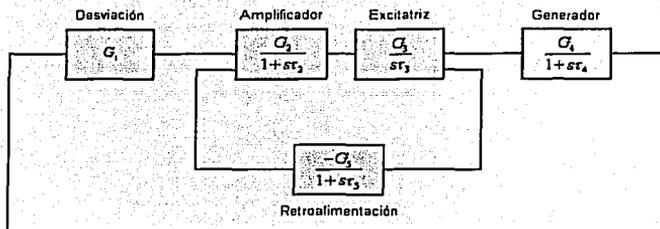


Figura 1.8. Diagrama de bloques de un regulador automático de voltaje actuando continuamente en lazo cerrado.

1.2.8.2 Los reguladores automáticos de voltaje y las características del generador.

El circuito equivalente utilizado para representar a un generador síncrono puede ser modificado para sumar la acción de un regulador. Básicamente hay tres condiciones básicas a considerar:

1. Operación con excitación fija y voltaje sin carga constante (E); por ejemplo sin la acción de un regulador. Esto requiere el circuito equivalente usual de E en serie con Z_s .
2. Operación con un regulador el cuál no actúa continuamente, por ejemplo el voltaje terminal varía con los cambios en la carga. Esto puede ser simulado por E' y una reactancia más pequeña que el valor síncrono. Esto lo sugiere la experiencia, en la práctica, un valor razonable es la reactancia transitoria, aunque algunas autoridades en el ramo sugieren tomar la mitad de la reactancia síncrona. Este modo aplicará para muchos de los reguladores modernos.
3. Voltaje terminal constante. Esto requiere de un regulador de acción muy rápida y la aproximación más cercana a él existe en los reguladores de excitación forzada (por ejemplo AVR's capaces de invertir sus voltajes motores para suprimir I , rápidamente) que se usan en generadores que alimentan líneas muy largas.

Cada una de las representaciones anteriores darán valores significativamente diferentes de máxima salida de potencia. El grado en el cuál esto sucede depende de la velocidad del AVR, y el efecto en la carta de operación del generador síncrono se muestra en la Figura 1.9, la cuál indica claramente el incremento en el rango de operación. Se debe hacer notar, además, que la operación en regiones de factor de potencia adelantado mejorado puede ser limitada por el

calentamiento del devanado del estator. La nueva gráfica potencia-ángulo puede ser obtenida por un proceso de paso a paso con los incrementos de valores graduales de E en $\frac{EV \sin \delta}{X}$.

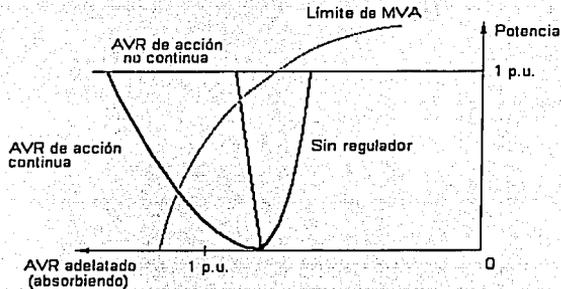


Figura 1.9. Gráfica de desempeño, modificada con el uso de reguladores automáticos de voltaje.

Cuando el generador ha pasado a través del ángulo límite de estado estable de $\delta = 90^\circ$ con un AVR de acción rápida, es posible conservar el sincronismo. El AVR, en voltaje obligado, incrementa la salida de potencia de la máquina, así que en lugar de que la potencia disminuya después de que $\delta = 90^\circ$, se mantiene y $\frac{dP}{d\delta}$ es aún positiva.

Esto se ilustra en la Figura 1.10(b), donde se muestra la relación $P-\delta$ para el sistema de la Figura 1.10(a). Sin el AVR, el voltaje terminal de la máquina (V_t) disminuirá con un incremento de δ , el voltaje generado E seguirá siendo constante y el alcance máximo de potencia en 90° . Con un AVR perfecto, V_t se mantiene constante, E continúa aumentando con un incremento en δ . Como $P = \frac{EV_t}{X} \sin \delta$, es evidente que la potencia se incrementará más allá cuando $\delta = 90^\circ$ hasta que se alcance el límite de excitación del generador como se muestra en la Figura 1.10(b).

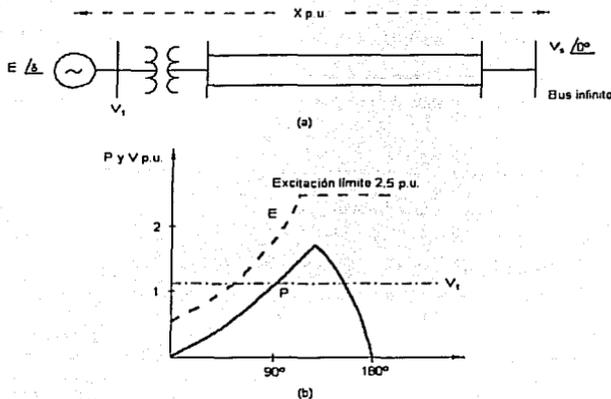


Figura 1.10. (a) Alimentador de un generador a un bus infinito. (b) Variaciones en la salida de potencia P , voltaje generado E , y voltaje terminal V_1 con ángulo de carga (transmisión). AVR perfecto.

1.2.9 Regulación de voltaje de una fuente de energía primaria

Cuando una línea de transmisión o de distribución suministra energía a una planta que tiene una diferencia de voltaje mayor que el 5%, puede ser difícil mantener el nivel de diferencia de voltaje aún con el mejor diseño de la planta de energía. En estos casos, algunas formas de regulación de voltaje se requieren frecuentemente. Si la fuente está en alto voltaje y debe ser disminuido debajo de 15kV (comúnmente 4160 ó 13800 V) para distribución, la regulación puede hacerse en un transformador. Esta regulación se acompaña de un cambiador automático de derivaciones, el cuál operará bajo carga. Usualmente hay 32 pasos (5/8%) para posibilitar un control de voltaje sobre un rango de $\pm 10\%$.

El control de la relación de transformación para un rango de $\pm 10\%$ es de un costo muy bajo comparado con los costos totales de la planta y aún más, porque el control de la relación proporciona un buen voltaje y mejora la producción y calidad de bienes manufacturados. Por lo tanto, el dividendo de esta pequeña inversión frecuentemente pagará la inversión muchas veces durante cada año. Se recomienda fuertemente que el control de la relación se considere en cada transformador disminuyendo los voltajes por abajo de 15 kV en el voltaje primario de la planta hasta un rango de 2.4 a 13.8 kV. Los sistemas por encima de 15 kV no siempre se

regulan para satisfacer a una planta industrial, pero es deseable para una mayor eficiencia en la operación total del sistema de potencia. Cuando se instala el control de la relación, el servicio público y la planta industrial pueden operar sus sistemas independientemente y para su propio provecho sin interferencia de un voltaje.

1.2.9.1 Reguladores de voltaje.

Si la potencia es suministrada por el servicio público por debajo de 15 kV, la única transformación requerida está en subestaciones individuales en los centros de carga. El control de la relación de transformación con una subestación en cada centro de carga industrial no es económico y puede ser impráctico. Por lo tanto donde la diferencia de voltaje primario es ampliamente suficiente para la regulación de voltaje requerida, deben ser instalados reguladores de voltaje separados en la fuente primaria, como se muestra en la Figura 1.11.

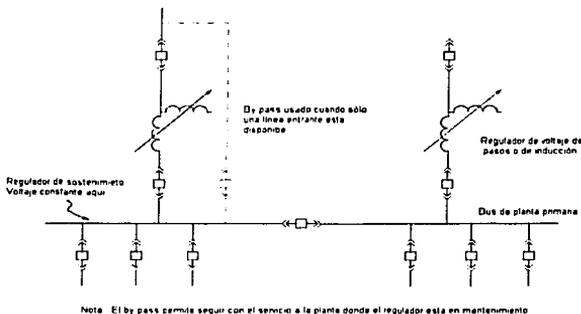


Figura 1.11. Diagrama unifilar que muestra la aplicación de reguladores de voltaje de pasos ó de inducción para mantener constante el voltaje en el bus de la planta primaria para plantas que proporcionan voltaje primario.

Para este servicio pueden ser utilizados cualquiera de los dos reguladores de voltaje de paso trifásicos ó reguladores de voltaje de inducción. Sus rangos normales de regulación de voltaje son de $\pm 10\%$. La cuestión es, en algunas veces, decidir en cuanto a si dos reguladores de inducción deben ser conectados en delta abierta. Esto es significativamente menos costoso que tres reguladores para regular circuitos trifásicos. Además, la conexión delta abierta crea una condición de voltaje desbalanceado que debe ser evitada. El desbalance de voltaje es pequeño pero puede ser suficiente para incrementar apreciablemente el calentamiento en motores polifásicos a plena carga. Por esta razón la mejor práctica evita la conexión delta abierta a favor de la regulación trifásica.

Se recomienda que se tenga una seria consideración en adición a esos reguladores en las líneas que suministran a la planta cuando la diferencia de voltaje esperada en las líneas de la fuente primaria exceda un 5%.

Los reguladores pueden ser desconectados para mantenimiento y al mismo tiempo mantener un servicio no regulado en la planta. Los reguladores, como cualquier otro aparato de múltiples piezas, deben tener una consideración especial, desde el punto de vista de una condición de corto circuito.

Capítulo II

Control de Voltaje y Potencia Reactiva

II. Control de Voltaje y Potencia Reactiva

II.1. Introducción

La relación aproximada entre la diferencia escalar de voltaje entre dos nodos en una red y el flujo de potencia reactiva es:

$$\Delta V = \frac{RP + XQ}{V} \quad (2.1)$$

De igual forma, el ángulo de transmisión δ es proporcional a

$$\frac{XP - RQ}{V} \quad (2.2)$$

Para redes donde $X \gg R$, por ejemplo, la mayoría de los circuitos de potencia, ΔV , la diferencia de voltaje, determina Q . En la Figura 2.1(a), la máquina en A está adelantada con respecto a B y V_1 es mayor que V_2 ; por lo tanto hay un flujo de potencia real y de potencia reactiva de A hacia B. Esto se puede ver en el diagrama fasorial mostrado en la Figura 2.1(b). Se puede ver que I_d y por lo tanto, P está determinada por $\angle \delta$ y el valor de I_q , y por lo tanto Q , principalmente, por $V_1 - V_2$. En este caso $V_1 > V_2$ y la potencia reactiva se transfiere de A hacia B; si variamos las excitaciones del generador tal que $V_2 > V_1$, la dirección de la potencia reactiva se invierte, como se muestra en la Figura 1(c). Por lo tanto, la potencia real puede ser enviada de A hacia B, o de B hacia A, con un ajuste de la cantidad de vapor (o agua) que recibe la turbina, y la potencia reactiva puede ser enviada en cualquier dirección ajustando las magnitudes de los voltajes. Estas dos operaciones son aproximadamente independientes una de la otra si $X \gg R$, y el flujo de potencia reactiva puede ser estudiado casi independientemente del flujo de potencia real. Los diagramas fasoriales muestran que si existe una diferencia escalar de voltaje a lo largo de una línea ampliamente reactiva, la potencia reactiva fluye hacia el nodo de menor voltaje. Desde otro punto de vista, si, en una red, hay una deficiencia de potencia reactiva en un punto, ésta tiene que ser suministrada a través de las líneas de interconexión, y por lo tanto, el voltaje en este punto se incrementa. En resumen, si existe una fuente generadora de potencia reactiva, entonces el voltaje se incrementará. Esta es una forma conveniente de expresar el efecto del factor de potencia de la corriente transferida, y aunque no es común, la habilidad para pensar en términos de flujos de VARs, en lugar de exclusivamente factores de potencia y diagramas fasoriales, hará el estudio de las redes de potencia mucho más fácil.

Si se puede hacer que Q_2 en el sistema de la Figura 2.1 (a) sea cero, entonces no habrá caída de voltaje entre A y B, lo cuál representa una situación muy satisfactoria. Suponiendo que V_1 es constante, considérese el efecto de mantener V_2 y por lo tanto, la caída de voltaje ΔV , constante.

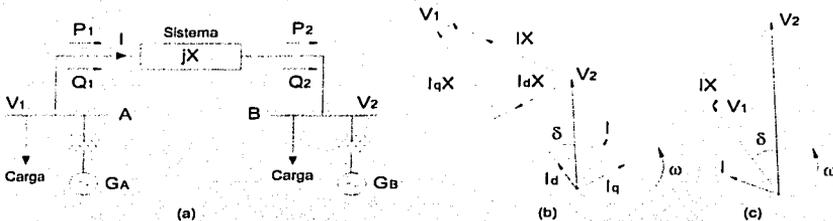


Figura 2.1. (a) Sistema de dos generadores interconectados. (b) Diagrama Fasorial cuando $V_1 > V_2$, I_d e I_q son componentes de I . (c) Diagrama Fasorial cuando $V_2 > V_1$.

De la ecuación (2.1):

$$Q_2 = \frac{V_2 \Delta V - R P_2}{X} = k - \frac{R}{X} P_2 \quad (2.3)$$

donde k es una constante y R es la resistencia del sistema.

Si este valor de Q_2 no existe naturalmente en el circuito, entonces tendrá que ser obtenido por medios artificiales, tal como la conexión en B de capacitores o inductores. Si el valor de la potencia cambia de P_2 a P_2' y si V_2 sigue siendo constante, entonces la potencia reactiva en B debe cambiar a Q_2' , tal que:

$$Q_2' - Q_2 = \frac{R}{X} (P_2' - P_2) \quad (2.4)$$

por ejemplo, un incremento de potencia causa un incremento de potencia reactiva. El cambio, de cualquier modo, es proporcional a (R/X) , valor el cual es normalmente pequeño. Se ve que el voltaje puede ser controlado por la inyección de potencia reactiva de signo correcto al interior de la red. Otros métodos más obvios para controlar el voltaje son el uso de transformadores con cambiadores de taps o transformadores elevadores (boosters) de voltaje.

II.2 La generación y absorción de potencia reactiva

En vista de los resultados de la sección previa, es apropiado hacer un resumen de las características del sistema de potencia desde el punto de vista de la potencia reactiva.

II.2.1 Generadores síncronos

Estos pueden ser usados para generar o absorber potencia reactiva. Los límites en la capacidad para esto se ven en la Figura 2.2. La habilidad para suministrar potencia reactiva se determina por la relación de corto circuito en p.u. ($1/$ reactancia síncrona en p.u.) como la distancia entre los ejes de potencia y la línea teórica del límite de estabilidad en la Figura 2.2, esto es proporcional a la relación de corto circuito. En las máquinas modernas, el valor de este ratio se hace pequeño por razones económicas y, por lo tanto, la habilidad inherente para operar con factores de potencia adelantados no es grande. Por ejemplo, una máquina de 200 MVAR con f.p. de 0.85 atrasado con un 10% de estabilidad permisible, tiene una capacidad de 45 MVAR con una salida a plena carga. La capacidad en VARs, de cualquier modo, se incrementa por el uso de reguladores de voltaje actuando continuamente. Una máquina sobreexcitada, o sea, una máquina con una excitación mayor que la normal, genera potencia reactiva, mientras que una máquina subexcitada la absorbe. El generador es la fuente principal para suministrar al sistema la potencia reactiva necesaria (positiva ó negativa).

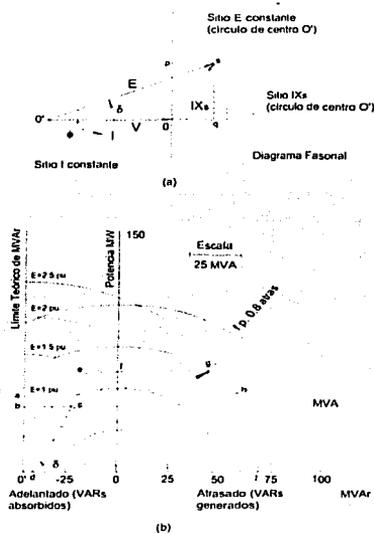


Figura 2.2. Carta de desempeño de un generador síncrono

II.2.2 Líneas aéreas y transformadores

Bajo condiciones de plena carga la línea de transmisión absorbe potencia reactiva. Con una corriente de I amperes para una línea con reactancia por fase de X ohms, los VARs absorbidos son $I^2 X$ por fase. Bajo condiciones de cargas pequeñas, las capacitancias de las líneas largas pueden llegar a ser predominantes y las líneas convertirse, entonces, en generadores de VARs.

Los transformadores siempre absorben potencia reactiva. Una expresión usual para la cantidad de potencia reactiva que puede ser absorbida por un transformador de reactancia X_T p.u. y con una condición de plena carga, es $3VI_{nominal}$.

La reactancia óhmica es igual a:

$$= \frac{VX_T}{I_{nominal}} \quad (2.5)$$

Por lo tanto, los VARs absorbidos

$$\begin{aligned} &= 3I^2 \frac{VX_T}{I_{nominal}} \\ &= 3 \frac{I^2 V^2}{(V)_{nominal}} X_T = \frac{(VA_{de\ carga})^2}{VA_{nominales}} X_T \end{aligned} \quad (2.6)$$

II.2.3 Cables de Potencia

Los cables son generadores de potencia reactiva, debido a su alta capacitancia en derivación. Un cable de 275 kV y 240 MVA produce de 6.25 a 7.5 MVAR por km, un cable de 132 kV, 1.9 MVAR por km y un cable de 33 kV, 0.125 MVAR por km.

II.2.4 Cargas

Una carga con f.p. 0.95, implica una demanda de potencia reactiva de 0.33 MVAR por kW de potencia, lo cuál es más apreciable que la simple cuota de factor de potencia señalada. En la planeación de una red, es importante pronosticar los requerimientos de potencia reactiva para determinar si los generadores serán capaces de operar con los factores de potencia requeridos por los extremos de carga esperados.

II.3 Relación entre voltaje, potencia real y potencia reactiva en un nodo

El voltaje de fase, V en un nodo es función de P y Q en el nodo, por ejemplo:

$$V = \phi(P, Q)$$

El voltaje es también dependiente de los nodos adyacentes y el presente tratamiento asume que se tratan de buses infinitos.

La diferencial total de V ,

$$dV = \frac{\partial V}{\partial P} dP + \frac{\partial V}{\partial Q} dQ$$

y usando

$$\frac{\partial P}{\partial V} \frac{\partial V}{\partial P} = 1 \quad \text{y} \quad \frac{\partial Q}{\partial V} \frac{\partial V}{\partial Q} = 1$$

$$dV = \left(\frac{\partial P}{\partial V} \right) dP + \left(\frac{\partial Q}{\partial V} \right) dQ \quad (2.7)$$

Se puede ver de la ecuación (2.7) que el cambio en el voltaje de un nodo está definido por las dos cantidades

$$\left(\frac{\partial P}{\partial V} \right) \quad \text{y} \quad \left(\frac{\partial Q}{\partial V} \right)$$

Como un ejemplo, considérese una línea con impedancia serie $(R + jX)\Omega$ y admitancia en derivación cero. De la ecuación:

$$\Delta V_r = \frac{RP + XQ}{V}$$

$$(V_1 - V)V - PR - XQ = 0 \quad (2.8)$$

donde V_1 , el voltaje del extremo generador, es constante, y V , el voltaje del extremo carga depende de P y Q (Figura 2.3).

De la ecuación (2.8):

$$\frac{\partial P}{\partial V} = \frac{V_1 - 2V}{R} \quad (2.9)$$

También,

$$\frac{\partial Q}{\partial V} = \frac{V_1 - 2V}{X} \quad (2.10)$$

De las ecuaciones anteriores,

$$dV = \frac{dP}{\partial P/\partial V} + \frac{dQ}{\partial Q/\partial V} = \frac{dP \cdot R + dQ \cdot X}{V_1 - 2V} \quad (2.11)$$

Para V constante y ΔV cero, $RdP + XdQ = 0$ y $dQ = -(R/X)dP$, lo cual se obtiene directamente de la ecuación (2.3).

Normalmente $\partial Q/\partial V$ es la cantidad de mayor interés. Puede ser encontrada directamente usando un cálculo de flujo de cargas, por la inyección de una cantidad conocida de VARs en el nodo en cuestión y calculando la diferencia de voltaje producida, de este resultado obtenemos:

$$\frac{\Delta Q}{\Delta V} = \frac{Q_{\text{posterior}} - Q_{\text{anterior}}}{V_{\text{posterior}} - V_{\text{anterior}}}$$

ΔV debe de ser pequeño para esta prueba, un pequeño porcentaje del voltaje normal, con lo cuál obtenemos la *sensibilidad* del nodo al cambio de VARs.

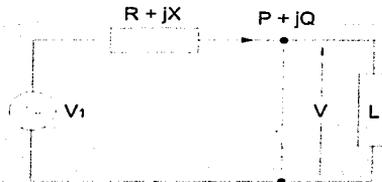


Figura 2.3. Circuito equivalente monofásico de una línea que suministra una potencia aparente $P + jQ$ desde un bus infinito de voltaje V_1 .

De la expresión siguiente:

$$\frac{\partial Q}{\partial V} = \frac{V_1 - 2V}{X}$$

es evidente que a menor reactancia asociada con un nodo, se tendrá un valor mayor de $\partial Q/\partial V$ para una caída de voltaje dada. Mientras mayor sea el número de líneas que se conectan a un nodo, se tendrá una menor reactancia resultante y el máximo valor de $\partial Q/\partial V$. Obviamente, $\partial Q/\partial V$ depende de la configuración de la red y un valor de $\partial Q/\partial V$ grande, es económicamente más costoso para mantener los niveles de voltaje con la inyección de potencia reactiva.

II.3.1 $\partial Q/\partial V$ y la corriente de corto circuito en un nodo

Se ha mostrado que para una línea de reactancia X (Ω) con un voltaje del extremo fuente V_1 y un voltaje recibido V por fase

$$\frac{\partial Q}{\partial V} = \frac{V_1 - 2V}{X} \quad (2.12)$$

Si las tres fases de la línea son ahora cortocircuitadas en el extremo de carga (corto circuito trifásico simétrico), la corriente que fluye en las líneas

$$I = \frac{V_1}{X} \quad [A], \quad \text{suponiendo } R \ll X$$

Con un sistema sin carga

$$V = V_1 \quad \text{y} \quad \frac{\partial Q}{\partial V} = -\frac{V_1}{X}$$

Por lo tanto, la magnitud de $(\partial Q/\partial V)$ es igual a la corriente de corto circuito; el signo decide la naturaleza de la potencia reactiva. Con una operación normal, V está dentro de los límites de un pequeño porcentaje de V_1 y por lo tanto el valor de $\partial V/\partial Q$ en $V = V_1$ da información útil con respecto a las características de voltaje y potencia reactiva para porcentajes pequeños del voltaje nominal. Esta relación es especialmente útil como la corriente de corto circuito y es normalmente conocida en todas las subestaciones.

II.4. Método de Control de Voltaje a través de la inyección de Potencia Reactiva

Este es un método fundamental, pero en sistemas de transmisión carece de la flexibilidad y economía del transformador con cambiador de derivaciones. Debido a esto es utilizado únicamente en esquemas donde los transformadores no son suficientes. La instalación de capacitores estáticos es el recurso más utilizado para mejorar los factores de potencia de cargas industriales. La capacitancia requerida para el mejoramiento del factor de potencia, para una óptima economía, se determina como sigue.

Ya que la tarifa de un consumidor industrial se determina por la energía consumida:

$$Costo_{anual} = Costo_{unitario} \cdot VA \cdot t$$

Una carga de P_1 kilowatts con ángulo de factor de potencia ϕ_1 atrasado, se tiene un valor de VA de $P_1/\cos \phi_1$. Si se mejora el factor de potencia a $\cos \phi_2$, el nuevo valor de VA es $P_1/\cos \phi_2$. El ahorro es entonces:

$$Ahorro = Costo_{unitario} \cdot t \cdot P_1 \left(\frac{1}{\cos \phi_1} - \frac{1}{\cos \phi_2} \right)$$

La potencia reactiva requerida de los capacitores de corrección es:

$$Q_{correccion} = (P_1 \tan \phi_1 - P_1 \tan \phi_2) \quad [VARs]$$

Entonces, el costo anual en interés y depreciación en la instalación del capacitor es D_{anual} por VAR o

$$Costo_{anual} = D_{anual} \cdot t (P_1 \tan \phi_1 - P_1 \tan \phi_2)$$

El ahorro neto:

$$Ahorro_{neto} = t \left[Costo_{unitario} P_1 \left(\frac{1}{\cos \phi_1} - \frac{1}{\cos \phi_2} \right) - D_{anual} P_1 (\tan \phi_1 - \tan \phi_2) \right]$$

El ahorro neto es máximo cuando:

$$\frac{dAhorro_{neto}}{d\phi_2} = 0$$

es decir, cuando:

$$\phi_2 = \text{sen}^{-1} \left(\frac{D_{anual}}{Costo_{unitario}} \right)$$

Es interesante observar que el factor de potencia óptimo es independiente del factor de potencia original. El mejoramiento de factores de potencia en las cargas ayuda a aliviar el problema total de flujo de VARs en el sistema de transmisión.

El efecto principal de potencia transmisible con factores de potencia no unitarios es como sigue. Es evidente de la ecuación (2.1) que la caída de voltaje se determina por la potencia

reactiva (Q). Las corrientes de línea son mayores, incrementando las pérdidas I^2R y por lo tanto reduciendo la capacidad térmica. Uno de los lugares obvios para la inyección artificial de potencia reactiva es en las cargas. En general existen cuatro métodos de inyección, que involucran el uso de:

1. Capacitores Estáticos en Derivación
2. Capacitores Estáticos en Serie
3. Compensadores Síncronos
4. Compensación de Corriente por Inyección Serie

II.4.1 Capacitores y Reactores en Derivación

Los capacitores en derivación se utilizan para circuitos con factores de potencia en atraso, mientras que los reactores se usan en aquellos con factores de potencia en adelanto como los ocasionados por cables ligeramente cargados. En ambos casos el efecto es abastecer la potencia reactiva requerida para mantener los valores del voltaje. Los capacitores se conectan directamente al bus o en el devanado terciario de un transformador principal y se disponen a lo largo de la ruta para minimizar las pérdidas y las caídas de voltaje. Con cargas ligeras el voltaje tiende a elevarse a niveles excesivos, debido al Efecto Ferranti, requiriendo que algunos capacitores sean desconectados por relevadores de sobrevoltaje locales. Actualmente los modernos compensadores variables de VARs, que conectan y desconectan automáticamente capacitores y reactores, llevan a cabo un control del voltaje en forma rápida y efectiva.

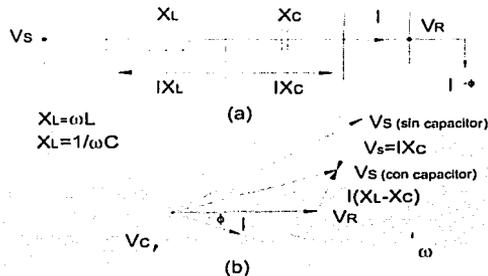


Figura 2.4. (a) Línea con capacitor serie, carga C. (b) Diagrama Fasorial para V_R constante.

II.4.2 Capacitores Serie

Estos se conectan en serie con los conductores de la línea y se usan para reducir la reactancia inductiva entre el punto de suministro y la carga. Un inconveniente mayor es el sobrevoltaje producido cuando una corriente de corto circuito fluye a través del capacitor y necesitan incorporarse dispositivos de protección especiales (por ejemplo explosores) y resistores no lineales, así como circuitos limitadores de corriente constituidos por un arreglo resistivo - inductivo. El diagrama fasorial para una línea con un capacitor serie se muestra en la Figura 2.4(b).

Los méritos relativos de los capacitores serie pueden resumirse como sigue:

1. Si el requerimiento de VARs de carga es pequeño, los capacitores serie son de uso limitado.
2. Con capacitores serie la reducción de la corriente de línea es pequeña; por lo tanto si las consideraciones térmicas limitan la corriente se obtiene una pequeña ventaja y debe utilizarse la compensación en derivación.
3. Si la caída de voltaje es el factor limitante, los capacitores serie son efectivos; y las fluctuaciones de voltaje debidas a hornos de arco, etc., se limitan.
4. Si la reactancia total de línea es alta, los capacitores serie son muy efectivos y la estabilidad se mejora.

II.4.3 Compensadores Síncronos

Un compensador síncrono es un motor síncrono rodando sin una carga mecánica y, dependiendo del valor de la excitación, puede absorber o generar potencia reactiva. Como las pérdidas son considerables comparadas con las de los capacitores estáticos, el factor de potencia es diferente de cero. Cuando se usa con un regulador de voltaje el compensador puede automáticamente rodar sobreexcitado en periodos de gran carga y subexcitado en baja carga. Una conexión típica de un compensador síncrono se muestra en la Figura 2.5. El compensador se opera como un motor de inducción durante 2.5 minutos y entonces se sincroniza.

La ventaja importante de los compensadores síncronos es la flexibilidad de operación para todas las condiciones de carga. A pesar de que el costo de tales instalaciones es alto, en algunas circunstancias se justifica, por ejemplo en el bus del extremo de carga de una línea larga de alta tensión donde la transmisión en factores de potencia menores que la unidad no pueden tolerarse. Siendo una máquina rotativa, su energía almacenada es útil para rodar con disturbios transitorios, incluyendo hundimiento de voltajes.

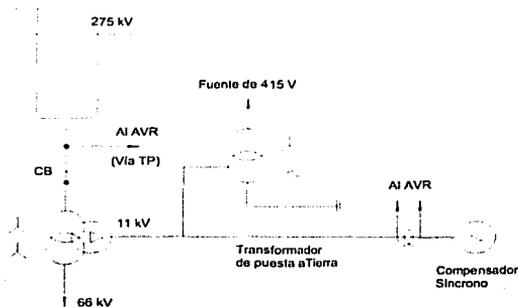


Figura 2.5. Instalación típica con compensador síncrono conectado al devanado terciario (delta) de un transformador principal. Un punto neutro es proporcionado por el transformador de puesta a tierra mostrado. El regulador automático de voltaje se controla por una combinación del voltaje en el sistema de 275 kV y la corriente de salida; esto da una caída en la curva de salida voltaje – var, la cuál puede variarse como se requiera.

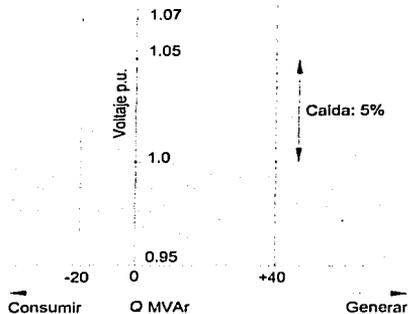


Figura 2.6. Curva característica voltaje – potencia reactiva de un compensador síncrono de 40 MVar.

II.4.4 Inyección Serie

Con el desarrollo de la electrónica de alta potencia, y por lo tanto de dispositivos controlados por semiconductores de alta tensión que incluyen pulsos de encendido y apagado (IGBT's), los inversores se diseñan y construyen actualmente para que puedan inyectar un voltaje en serie con una línea cuyo ángulo pueda tener cualquier defasamiento con respecto al voltaje de fase. Esto es equivalente al caso del capacitor serie de la Figura 2.4, excepto que V_i no se confina a ser solamente 90° fuera de fase con la corriente y dependiente del rizo de voltaje IX_c . Un dispositivo de este tipo, conocido como Controlador de Potencia Universal (UPC), se muestra, al inicio de la Figura 2.7.

Puede verse que si V_i está defasado 90° con respecto a la corriente I , entonces no se requiere ninguna energía de la fuente. En cualquier otro ángulo, la energía es, u obtenida del sistema o proporcionada por la fuente. Mas convenientemente, la fuente es un transformador conectado a los buses del sistema y alimenta un rectificador, del cual se sintetiza un voltaje senoidal que inyecta con la magnitud y ángulo deseados. Alternativamente, la fuente podría ser un dispositivo de almacenamiento (batería, capacitor, almacenamiento de energía en superconductor, etc.), en cuyo caso pueden ser necesarios algunos cargadores auxiliares, asimismo deben proporcionarse supresores de picos de cualquier potencia ininterrumpible.

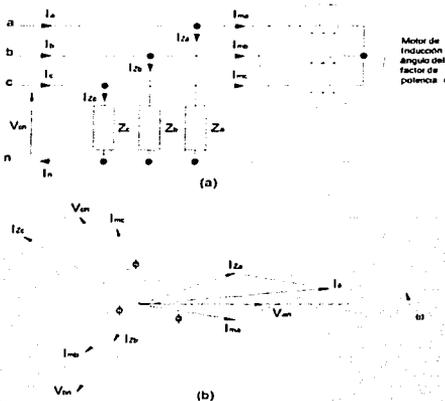


Figura 2.7. (a) Sistema de 4 hilos con cargas monofásicas desbalanceadas y motor trifásico balanceado como carga. (b) Diagrama fasorial: sólo I_{za} e I_{nb} han sido fasorialmente sumados para mostrar I_a , I_b e I_c pueden encontrarse de forma similar. Nota: V_{an} es la dirección de referencia. El sentido de rotación es levógiro.

Capítulo III

Breve descripción y definición de los Controladores FACTS

III. Breve descripción y definiciones de los controladores FACTS

El propósito de esta sección es describir y definir brevemente los principales Controladores FACTS, conectados en derivación, serie y una combinación de ambas, para que se tenga una idea general del amplio número de Controladores que se han implementado para tener un control eficaz de una gran cantidad de parámetros en los Sistemas Eléctricos de Potencia de Corriente Alterna.

Antes de entrar en la breve descripción de la gran variedad de Controladores FACTS, vale la pena mencionar aquí que, existen dos principales tipos de Controladores basados en convertidores, los cuales utilizan dispositivos con capacidad de apagado por gate (gate turn-off) (GTO). Estos son llamados convertidores de fuente de voltaje y convertidores de fuente de corriente. Como se muestra en la Figura 3.1(a), el convertidor de fuente de voltaje se representa, en forma simbólica, como un sistema con un dispositivo gate turn-off (GTO) en paralelo con un diodo en inversa y un capacitor de almacenamiento de CD, como su fuente de voltaje. Como se muestra en la Figura 3.1(b), el convertidor de fuente de corriente se representa como un bloque con un dispositivo gate turn-off (GTO) con un diodo en serie y un reactor de almacenamiento de CD, como su fuente de corriente.

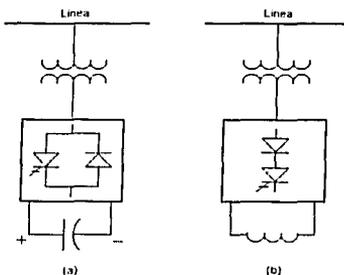


Figura 3.1. (a) Controlador basado en convertidor con fuente de voltaje. (b) Controlador basado en convertidor con fuente de corriente.

Bastará decir por ahora que para el convertidor de fuente de voltaje, el voltaje unidireccional de CD del capacitor se presenta en el lado de CA, como un voltaje de CA, a través de un switcheo secuencial de los dispositivos. Por medio de una apropiada topología del convertidor, es posible variar el voltaje de salida de CA en magnitud y en cualquier relación de fase con respecto al voltaje del sistema de CA. La potencia inversa involucra corriente inversa, pero no voltaje. Cuando la capacidad de almacenamiento del capacitor de CD es pequeña, y no hay otra fuente de potencia conectada a éste, el convertidor no puede suministrar ó absorber potencia real por más de un ciclo. El voltaje de salida de CA se mantiene a 90° con respecto a

la corriente de CA, adelantado ó atrasado, y el convertidor se usa para absorber o suministrar únicamente potencia reactiva.

Para el convertidor de fuente de corriente, la corriente de CD se presenta en el lado de CA, a través de un switcheo secuencial de dispositivos, como una corriente de CA, variable en amplitud y también en cualquier relación de fase con respecto al voltaje del sistema de CA. La potencia inversa involucra voltaje inverso, pero no corriente. El convertidor de fuente de corriente se representa simbólicamente como un bloque con un dispositivo de potencia y un inductor de CD como su fuente de corriente.

Desde el punto de vista económico, se prefieren los convertidores de fuente de voltaje y serán la base para la presentación de los Controladores FACTS basados en convertidores.

Un hecho de importancia, es que aquellas personas que se involucren con FACTS tendrán que utilizar un gran número de nuevas siglas. Hay y habrá más siglas designadas por los fabricantes para sus propósitos específicos y por los autores de varios papers de nuevos Controladores o variaciones de los Controladores conocidos. El comité del IEEE PES, del grupo de trabajo FACTS definió términos y definiciones para FACTS y Controladores FACTS. Junto con una breve descripción de los Controladores FACTS, a continuación se enuncia la definición del IEEE para cada uno de ellos (*en cursivas*).

Flexibilidad de la Transmisión de Potencia Eléctrica. La habilidad para adoptar cambios en el sistema de transmisión de energía eléctrica ó en las condiciones de operación manteniendo el suficiente estado estable y los márgenes transitorios.

Sistemas de Transmisión Flexibles de CA (FACTS). Sistemas de transmisión de corriente alterna que incorporan controladores basados en la electrónica de potencia y otros controladores estáticos para aumentar la controlabilidad e incrementar la capacidad de transferencia de potencia.

Vale la pena hacer notar las palabras "otros controladores estáticos" en esta definición de FACTS, ya que implican que pueden existir otros controladores estáticos, los cuáles no se basan en la electrónica de potencia, como aquellos mencionados en los capítulos anteriores.

Controlador FACTS. Un sistema basado en la electrónica de potencia y dispositivos estáticos que proporciona control de uno o más parámetros del sistema de transmisión de CA.

III.1 Controladores conectados en derivación.

Compensador Estático Síncrono (STATCOM). Es un generador estático síncrono operando como un compensador estático de VARs conectado en derivación, cuya corriente de salida, capacitiva ó inductiva, puede ser controlada independientemente del voltaje del sistema de CA.

El STATCOM es uno de los principales Controladores FACTS. Puede basarse en un convertidor de fuente de voltaje o de fuente de corriente. La Figura 3.2(a) muestra un diagrama unificar simplificado del STATCOM basado en un convertidor de fuente de voltaje o de fuente de corriente. Como se mencionó antes, desde el punto de vista económico, se prefieren los

convertidores de fuente de voltaje y serán la base de la presentación de la mayoría de los Controladores FACTS basados en convertidores.

Para un convertidor de fuente de voltaje, el voltaje de salida de CA se controla, tal que se ajusta exactamente para el flujo de corriente reactiva requerida de cualquier voltaje de bus de CA. El voltaje de CD del capacitor se ajusta automáticamente, según se requiere, para servir como una fuente de voltaje para el convertidor. El STATCOM también puede diseñarse para actuar como un filtro activo para absorber armónicas del sistema.

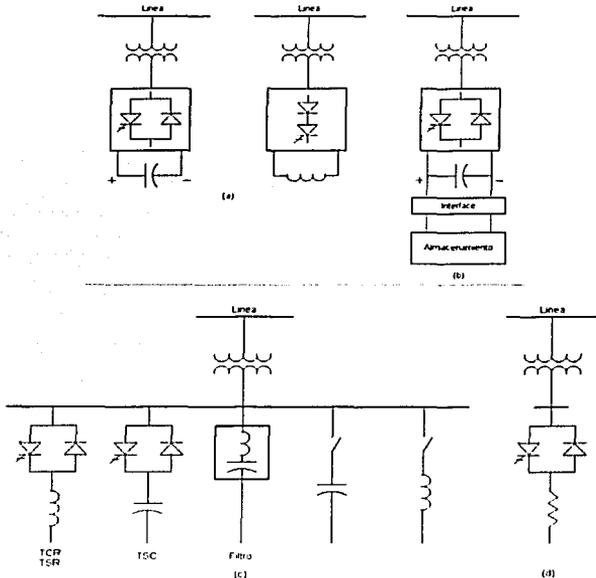


Figura 3.2. Controladores conectados en derivación. (a) Compensadores Estáticos Sincronos (STATCOM) basados en fuente de voltaje y fuente de corriente. (b) STATCOM con almacenamiento, por ejemplo: Almacenamiento de Energía en Baterías (BESS), Almacenamiento de Energía en Magneto Superconductor (SMES) o gran capacitor en CD. (c) Compensador Estático de VARs (SVC), Generador Estático de VARs (SVG), Sistema Estático de VARs (SVS), Reactor Controlado por Tiristor (TCR), Capacitor Switcheado por Tiristor (TCBR) y Reactor Switcheado por Tiristor (TSR). (d) Resistor de Freno Controlado por Tiristor (TCBR).

El STATCOM, como se definió anteriormente es un dispositivo que forma parte del extenso grupo de Controladores conectados en derivación, el cuál incluye la posibilidad de una fuente de potencia activa ó de almacenamiento en el lado de CD, así que la corriente inyectada puede incluir potencia activa. Tal controlador se define como:

Generador Estático Síncrono (SSG). *Es un convertidor estático de potencia switcheado y autoconmutado, alimentado desde una fuente de energía eléctrica apropiada y operado para producir un grupo de voltajes de salida multifase ajustables, el cuál puede ser acoplado a un sistema de potencia de CA con el propósito de intercambiar independientemente potencia real y potencia reactiva controlable.*

Claramente el SSG es una combinación del STATCOM y cualquier fuente de energía para suministrar o absorber potencia. El término SSG, generaliza la conexión de cualquier fuente de energía, incluyendo una batería, un flywheel, un magneto superconductor, un gran capacitor de almacenamiento de CD, un rectificador/inversor, etc. Una interfaz electrónica conocida como "chopper" generalmente se necesita entre la fuente de energía, y el convertidor. Para un convertidor de fuente de voltaje la fuente de energía sirve para compensar apropiadamente la carga del capacitor a través de la interfaz electrónica y mantener el voltaje requerido por el capacitor.

Dentro de la definición de SSG está también el Sistema de almacenamiento de energía en baterías (BESS) definido por el IEEE como:

Sistema de Almacenamiento de Energía en Baterías (BESS). *Es un sistema de almacenamiento de energía con una base química que se usa conectado en derivación a los convertidores de fuente de voltaje, los cuales son capaces de ajustar rápidamente la cantidad de energía que es suministrada a, ó absorbida de un sistema de CA.*

La Figura 3.2(b) muestra un diagrama unifilar simplificado en el cuál se conectan medios de almacenamiento al STATCOM. Para aplicaciones de transmisión, el tamaño de la unidad de almacenamiento BESS tendería a ser pequeño (unas cuantas decenas de MWHs), y si el índice del convertidor de tiempo corto fuera bastante grande, podría entregar MWs con una alta relación MW/MWH para una estabilidad transitoria. El convertidor también puede absorber ó entregar simultáneamente potencia reactiva dentro de la capacidad de MVAs del mismo. Cuando no suministra potencia activa al sistema, el convertidor se usa para cargar la batería a un porcentaje aceptable.

Otro elemento constituyente del SSG, conveniente para aplicaciones de transmisión, es el almacenamiento de energía en magneto superconductor (SMES), el cuál es definido por el IEEE como:

Almacenamiento de Energía en Magneto Superconductor (SMES). *Es un dispositivo de almacenamiento de energía electromagnética superconductora que contiene convertidores electrónicos que rápidamente inyectan ó absorben potencia real y/o reactiva o controlan dinámicamente el flujo de potencia en un sistema de CA.*

Ya que la corriente de CD en el magneto no cambia rápidamente, la potencia de entrada ó salida del magneto cambia controlando el voltaje a través del magneto con una interfaz electrónica para la conexión con el STATCOM.

Compensador Estático de VARs (SVC). Es un generador ó consumidor estático de VARs conectado en derivación, cuya salida se ajusta para intercambiar corriente capacitiva o inductiva así como para mantener ó controlar parámetros específicos del Sistema Eléctrico de Potencia (típicamente voltaje de bus).

Este es el término general para un reactor switchado ó controlado por tiristores y/o capacitor switchado por tiristores ó una combinación [Figura 3.2(c)]. El SVC se basa en tiristores sin la capacidad de gate turn-off. Incluye equipo separado para compensar VARs atrasados ó adelantados; el reactor switchado ó controlado por tiristores se utiliza para absorber potencia reactiva y el capacitor switchado por tiristores para suministrar potencia reactiva. El SVC es considerado por algunos como una alternativa de menor costo que el STATCOM, aunque este no puede ser el caso si la comparación se basa en el rendimiento requerido y no sólo en la cantidad de MVAs.

Reactor Controlado por Tiristores (TCR). Es un inductor controlado por tiristores, conectado en derivación, cuya reactancia efectiva se varía en una manera continua por el control de conducción parcial de la válvula del tiristor.

El TCR es un subsistema del SVC en el cuál el tiempo de conducción y por lo tanto, la corriente del reactor en derivación se controla con un control de ángulo de disparo de tiristores [Figura 3.2(c)].

Reactor Switchado por Tiristores (TSR). Es un inductor switchado por tiristores conectado en derivación cuya reactancia efectiva varía en forma de pasos para una condición de operación total u operación nula de la válvula del tiristor.

El TSR [Figura 3.2(c)] es otro subsistema del SVC. El TSR se compone de varios inductores conectados en derivación, los cuáles son conectados ó desconectados por tiristores sin ningun control del ángulo de disparo para lograr los cambios de paso requeridos en el consumo de potencia reactiva del sistema. El uso de switches de tiristores sin control de ángulo de disparo resulta en menores costos y pérdidas, pero sin un control continuo.

Capacitor Switchado por Tiristores (TSC). Es un capacitor switchado por tiristores, conectado en derivación, cuya reactancia efectiva varía en forma de pasos para una condición de operación total u operación nula de la válvula del tiristor.

El TSC [Figura 3.2(c)] es también un subsistema del SVC, en el cuál el tiristor es usado para conectar y desconectar (sin control del ángulo de disparo) unidades de capacitores en derivación para lograr el cambio de paso requerido en el suministro de potencia reactiva al sistema. De manera diferente a los reactores en derivación, los capacitores en derivación no pueden ser switchados continuamente con control variable del ángulo de disparo.

Otras amplias definiciones del IEEE para los controladores conectados en derivación incluyen:

Generador o Consumidor Estático de VARs (SVG). Es un dispositivo, equipo o sistema eléctrico estático capaz de conducir la corriente capacitiva y/o inductiva controlada de un sistema eléctrico de potencia y por medio de esto generar ó absorber potencia reactiva. Generalmente consiste de reactores controlados por tiristores y/o capacitores switcheados por tiristores conectados en derivación.

El SVG es definido ampliamente por el IEEE, sin embargo, es simplemente una fuente de potencia reactiva (VARs) que con controles apropiados, puede convertirse en cualquier compensador reactivo, específico o multipropósito, en derivación. De esta manera el SVC y STATCOM son generadores estáticos de VARs equipados con ciclos de control apropiado para variar la salida de VARs así como para cumplir con los objetivos específicos de compensación.

Sistema Estático de VARs (SVS). Es una combinación de diferentes compensadores de VARs, estáticos y mecánicamente switcheados, cuyas salidas son coordinadas.

Resistor de Freno Controlado por Tiristores (TCBR). Es un resistor switcheadado por tiristores, conectado en derivación, el cuál es controlado para ayudar a la estabilización de un Sistema de Potencia ó para minimizar la aceleración de potencia de una unidad generadora durante una falla.

El TCBR involucra un switcheo ciclo a ciclo de un resistor (usualmente un resistor lineal con un control del ángulo de disparo de un tiristor [Figura 3.2(d)]). Para un menor costo, el TCBR puede ser un tiristor switcheadado, por ejemplo sin control del ángulo de disparo. No obstante, con control de disparo, puede utilizarse un control de disparo de medio ciclo a medio ciclo, para amortiguar selectivamente las oscilaciones de baja frecuencia.

III.2 Controladores conectados en serie

Compensador Estático Sincrono Serie (SSSC). Es un generador estático sincrónico, que opera sin una fuente de energía eléctrica externa como un compensador serie y cuya salida de voltaje está en cuadratura con, e independientemente controlable, de la corriente de línea con el propósito de incrementar ó decrementar la caída de voltaje reactiva total a lo largo de la línea y por medio de eso controlar la potencia eléctrica transmitida. EL SSSC puede incluir transitoriamente almacenamiento de energía nominal ó dispositivos de absorción de energía para aumentar el comportamiento dinámico del Sistema de Potencia por una compensación de potencia real temporal adicional, para incrementar ó decrementar momentáneamente, la caída de voltaje real total (resistivo) a lo largo de la línea.

El SSSC es uno de los más importantes controladores FACTS. Es parecido al STATCOM excepto que la salida de voltaje de CA está en serie con la línea. Puede basarse en un convertidor de fuente de voltaje [Figura 3.3(a)] ó en un convertidor de fuente de corriente. Usualmente el voltaje conectado en serie sería bastante pequeño comparado con el voltaje de línea y el aislamiento a tierra sería demasiado alto. Con un apropiado aislamiento entre el primario y el secundario del transformador, el equipo del convertidor se pone al potencial de tierra a menos que el equipo entero del convertidor se localice sobre una plataforma correctamente aislada de tierra. La relación de transformación se adapta para el diseño más

económico del convertidor. Sin una fuente de energía extra, el SSSC puede solamente inyectar un voltaje variable el cuál adelanta ó atrasa 90° a la corriente. El primario del transformador, y por lo tanto el secundario, así como el convertidor, tienen que conducir toda la corriente de línea incluyendo la corriente de falla a menos que el convertidor sea temporalmente desconectado durante fallas severas en la línea.

También puede ser conectado un almacenamiento en baterías ó un almacenamiento magnético superconductor al controlador serie [Figura 3.3(b)] para inyectar un vector de voltaje de ángulo variable en serie con la línea.

Controlador de Flujo de Potencia entre Líneas (IPFC). El IPFC es un controlador recientemente introducido y aún no tiene definición del IEEE. Una posible definición es: la combinación de dos ó más compensadores estáticos síncronos series los cuales son acoplados por medio de una conexión de CD común para facilitar el flujo bidireccional de potencia real entre las terminales de CA de los SSSCs y son controlados para proporcionar compensación reactiva independiente para el ajuste de flujo de potencia real en cada línea y mantener la distribución deseada del flujo de potencia reactiva entre las líneas. La estructura del IPFC puede también incluir un STATCOM, acoplado a la conexión común de CD de los IPFCs para proporcionar compensación reactiva en derivación y suministrar ó absorber el déficit total de potencia real de los SSSCs combinados.

Capacitor Serie Controlado por Tiristor (TCSC). Es un compensador de reactancia capacitiva que consiste de un banco de capacitores serie, en paralelo con un reactor controlado por tiristores, para proporcionar una reactancia capacitiva serie variable finamente.

El TCSC [Figura 3.3(c)], se basa en tiristores sin capacidad de gate turn off, es una alternativa superior al SSSC y al mismo tiempo parecida y es un controlador FACTS muy importante. Un reactor variable tal como un reactor controlado por tiristor se conecta entre las terminales de un capacitor serie. Cuando el ángulo de disparo del TCR es de 180° el reactor se hace no conductor y el capacitor serie tiene su impedancia normal. Como el ángulo avanza desde 180° a menos, la impedancia capacitiva aumenta. En otro caso, cuando el ángulo de disparo del TCR es 90° , el reactor se hace completamente conductor y la impedancia total es inductiva, ya que la impedancia del reactor se diseña para ser mucho menor que la impedancia del capacitor serie. Con un ángulo de disparo de 90° , el TCSC ayuda a limitar la corriente de falla. El TCSC puede ser una gran unidad o puede consistir de varios capacitores iguales o de diferente tamaño con el fin de lograr un desempeño superior.

Capacitor Serie Switcheado por Tiristor (TSSR). Es un compensador de reactancia capacitiva que consiste de un banco de capacitores serie, en paralelo con un capacitor switcheado por tiristores, para proporcionar un control de paso de la reactancia capacitiva serie.

En lugar de un control continuo de la impedancia capacitiva, éste controlador está compuesto por inductores switcheados con un ángulo de disparo de 90° o 180° pero sin control del ángulo de disparo, pero sin embargo, podría reducir el costo y las pérdidas del controlador [Figura 3.3(c)]. Es razonable arreglar uno de los módulos para tener control del tiristor, mientras que los otros podrían ser switcheados por tiristor.

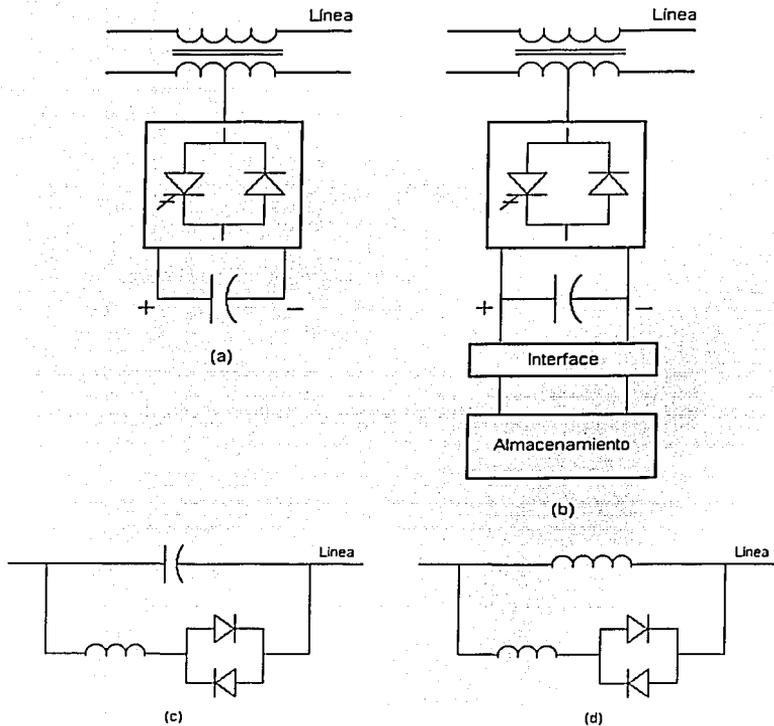


Figura 3.3. Controladores conectados en serie. (a) Compensador Estático Síncrono Serie (SSSC). (b) Capacitor Serie Controlado por Tiristor (TCSC). (c) Reactor Serie Controlado por Tiristor. (d) Reactor Serie Controlado por Tiristor (TSSR).

Reactor Serie Controlado por Tiristor (TCSR). Es un compensador de reactancia inductiva el cual consiste de un reactor serie, en paralelo con un reactor controlado por tiristor, con el fin de proporcionar una reactancia inductiva serie variable finamente.

Cuando el ángulo de disparo del reactor controlado por tiristor es de 180° , detiene su conducción y el reactor no controlado actúa como un limitador de corriente de falla [Figura 3.3(d)]. Como el ángulo decrece por debajo de 180° , la inductancia neta decrece hasta un ángulo de disparo de 90° , cuando la inductancia neta es el paralelo de la combinación de los dos reactores. Como el TCSC, el TCSR puede ser una gran unidad única o varias unidades pequeñas en serie.

Reactor Serie Switcheado por Tiristor (TSSR). Es un compensador de reactancia inductiva que consiste de un reactor serie, en paralelo con un reactor switcheado por tiristores, con el fin de proporcionar un control de paso de la reactancia inductiva serie.

Este es un complemento del TCSR, pero con disparos del tiristor totalmente encendidos o apagados (sin control del ángulo de disparo) para llevar a cabo una combinación de la inductancia serie por pasos [Figura 3.3(d)].

III.3 Controladores combinados con conexión serie y paralelo.

Controlador de Flujo de Potencia Unificado (UPFC). Es una combinación del compensador estático sincrónico (STATCOM) y un compensador estático serie (SSSC). Estos son acoplados a través de una conexión común de CD para permitir flujo bidireccional de potencia real entre las terminales de salida serie del SSSC y las terminales de salida en derivación del STATCOM. Son controlados para proporcionar una compensación de línea serie reactiva, serie real, derivación reactiva y derivación real, sin una fuente de energía eléctrica externa. El UPFC, por medio de una inyección de voltaje en serie no restringida angularmente, es capaz de controlar, concurrentemente o selectivamente, el voltaje de la línea de transmisión, impedancia y ángulo o alternativamente el flujo de potencia real y reactiva en la línea. El UPFC puede también proporcionar independiente compensación reactiva controlable en derivación.

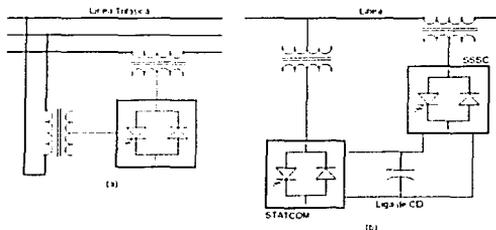


Figura 3.4. Controladores con conexiones serie y paralelo. (a) Transformador de Cambio de Fase Controlado por Tiristor o Regulador de Ángulo de Fase Controlado por Tiristor. (b) Controlado de Flujo de Potencia Unificado (UPFC).

En un UPFC [Figura 3.4(b)], el cual combina un STATCOM [Figura 3.2(a)], y un SSSC [Figura 3.3(a)], la potencia activa para la unidad serie (SSSC) es la misma que para la unidad en derivación (STATCOM). Lo anterior se usa también para el control de voltaje con el control de potencia reactiva. Este es un controlador completo para el control de potencia activa y reactiva a través de la línea, así como el control del voltaje de línea.

Un almacenamiento adicional, tal como un magneto superconductor enlazado a la conexión de corriente directa por medio de una interfaz electrónica, proporcionaría los medios de un nuevo mejoramiento de la efectividad del UPFC. Como se mencionó antes, el intercambio controlado de potencia real con una fuente externa, tal como el almacenamiento, es mucho más efectiva en el control de la dinámica del sistema que la modulación de la transferencia de potencia dentro del sistema.

Transformador de Cambio de Fase Controlado por Tiristor (TCPST). Es un transformador de cambio de fase ajustado por disparos de tiristor para proporcionar un ángulo de fase que varía rápidamente.

En general, el cambio de fase se obtiene por la adición de un vector de voltaje perpendicular en serie con una fase. Este vector se deriva de las otras dos fases por medio de transformadores conectados en derivación [Figura 3.4(a)]. El voltaje serie perpendicular se hace variable con una gran variedad de topologías de electrónica de potencia. Un concepto de circuito que puede manipular voltaje inverso puede proporcionar cambio de fase en cualquier dirección. Este controlador es también llamado *Regulador de Ángulo de Fase Controlado por Tiristor (TCPAR)*.

Controlador de Potencia entre Fases (IPC). Es un controlador conectado en serie de potencia activa y reactiva que consiste en cada fase de ramas inductivas y capacitivas sujetas a voltajes cambiadores de fase separadamente. La potencia activa y reactiva puede ser compuesta independientemente ajustando los cambios de fase y/o las impedancias de rama usando interruptores mecánicos ó electrónicos. En el caso particular donde la impedancia capacitiva e inductiva de cada par conjugado, cada terminal del IPC es una fuente de corriente pasiva dependiente del voltaje en la otra terminal.

Este es un concepto general de los controladores FACTS, los cuáles pueden diseñarse para proporcionar control de potencia activa y reactiva.

III.4 Otros Controladores FACTS.

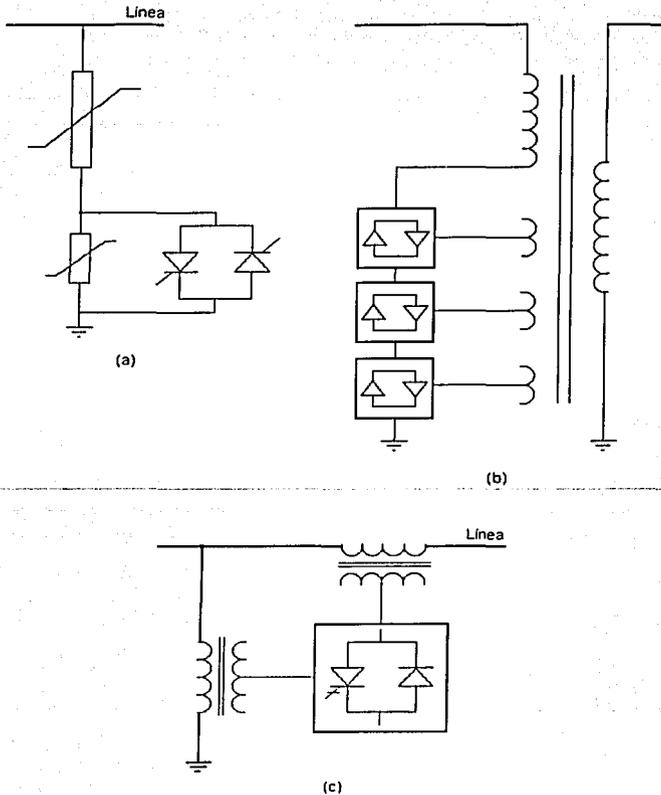


Figura 3.5. Otros Controladores FACTS. (a) Limitador de Voltaje Controlado por Tiristor (TCVL). Regulador de Voltaje Controlado por Tiristor (TCVR), basado en cambio de taps. (c) Regulador de Voltaje Controlado por Tiristor (TCVR), basado en inyección de voltaje.

Limitador de Voltaje Controlado por Tiristor (TCVL). Es un varistor (MOV), switchado por tiristor, utilizado para limitar el voltaje en sus terminales durante condiciones transitorias.

Un tiristor puede ser conectado en serie con un "explosor sin separación" o (como se muestra en la [Figura 3.5(a)]) como parte de un "explosor sin separación" (10-20%) puede ser puenteado por un tiristor con el fin de limitar el nivel de voltaje más bajo, dinámicamente. En general, el MOV tendría que ser más potente que el "explosor sin separación" normal con el fin de que el TCVL pueda suprimir los sobrevoltajes dinámicos, los cuáles pueden, de otra forma, durar decenas de ciclos.

Regulador de Voltaje Controlado por Tiristor (TCVR). Es un transformador controlado por tiristor que puede proporcionar voltaje en fase variable con control continuo.

Para propósitos didácticos, este puede ser un transformador regular con un cambiador de derivaciones controlado por tiristores [Figura 3.5(b)], o un convertidor de voltaje de CA a CA controlado por tiristor para la inyección de voltaje variable de CA de la misma fase en serie con la línea [Figura 3.5(c)]. Con un costo relativamente bajo, este controlador puede ser muy efectivo para controlar el flujo de potencia reactiva entre dos sistemas de CA.

Capítulo IV

Convertidores de Fuente de Voltaje

IV Convertidores de Fuente de Voltaje

IV.1 Conceptos básicos del convertidor de fuente de voltaje

El tiristor convencional solamente tiene control de encendido por gate, su apagado depende del paso de la corriente por cero, lo que se conoce como conmutación de línea, y de las condiciones del sistema eléctrico. Los dispositivos como el GTO (Gate Turn Off Thyristor), IGBT (Integrated Gate Bipolar Thyristor), MTO (MOS Turn Off Thyristor), IGCT (Integrated Gate Commutated Thyristor) y otros similares tienen ambas capacidades: de encendido por gate y de apagado por gate. Estos dispositivos (llamados dispositivos gate turn off) son más caros y tienen pérdidas mayores que los tiristores sin capacidad de apagado por gate; no obstante, aunque los dispositivos de apagado por gate posibilitan la concepción del convertidor y poseen grandes ventajas en el desempeño del sistema, tienen un costo total mucho más significativo. Estas ventajas, en principio son mayores en los convertidores autoconmutados que en los convertidores con conmutación de línea, los cuales deben tener una fuente de CA conectada al convertidor; asimismo consumen potencia reactiva y padecen fallas ocasionales en la conmutación en el modo de operación inversora. Por lo tanto, a menos que un convertidor requiera funcionar solamente en dos cuadrantes con corriente atrasada (consumiendo potencia reactiva mientras convierte potencia activa), los convertidores aplicados a los Controladores FACTS deben ser del tipo autoconmutado. Hay dos categorías básicas de los convertidores autoconmutados:

1. Convertidores de fuente de corriente. En éstos, la corriente directa siempre tiene una polaridad, y la potencia inversa tiene lugar por medio de una inversión de polaridad en el voltaje de CD.
2. Convertidores de fuente de voltaje. En éstos, el voltaje de CD siempre tiene una polaridad y la potencia inversa tiene lugar por medio de una inversión en la polaridad de la corriente de CD.

Los convertidores convencionales basados en tiristores, sin capacidad de apagado por gate únicamente pueden ser convertidores de fuente de corriente, mientras que los convertidores basados en dispositivos con capacidad de apagado por gate, pueden ser de cualquier tipo.

Por razones económicas y de funcionamiento, los convertidores de fuente de voltaje, frecuentemente se prefieren sobre los convertidores de fuente de corriente en las aplicaciones FACTS.

Ya que la corriente directa en un convertidor de fuente de voltaje fluye en cualquier dirección, las válvulas del convertidor tienen que ser direccionales, y también, ya que el voltaje de CD no se invierte, los dispositivos de apagado por gate no necesitan tener capacidad de voltaje inverso. De esta manera, una válvula de convertidor de fuente de voltaje se compone de un dispositivo de apagado por gate asimétrico tal como un GTO [como se muestra en la Figura 4.1(a)] con un diodo en inversa conectado en paralelo. Algunos dispositivos de apagado por gate como los IGBTs o los IGCTs, pueden tener un diodo encapsulado en inversa en paralelo como parte de un completo dispositivo integrado especial para convertidores de fuente de voltaje. No obstante, para convertidores de gran potencia, el proporcionar diodos separados nos da una gran ventaja. En realidad, se instalarán varias unidades de dispositivos de apagado

por gate - diodo en serie - para aplicaciones de alto voltaje. En general, el símbolo de un dispositivo de paralelo con un diodo en paralelo, como se muestra en la Figura 4.1(a), representará una válvula de rangos apropiados de corriente y voltaje para el convertidor.

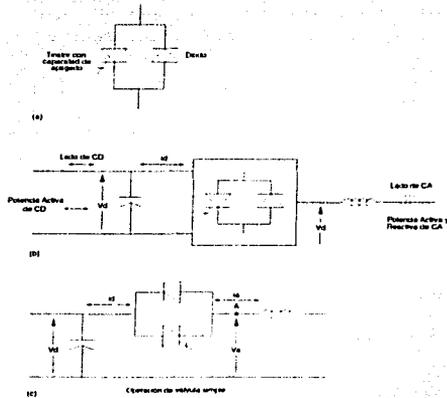


Figura 4.1. Principios básicos de convertidores de fuente de voltaje: (a) Válvula para un convertidor de fuente de voltaje; (b) Concepto de convertidor de fuente de voltaje; (c) Operación de una sola válvula.

Dentro de la categoría de convertidores de fuente de voltaje, hay una amplia variedad de convertidores. Existen algunas topologías convenientes para suministrar y consumir solamente potencia reactiva y no para convertir potencia activa.

La Figura 4.1(b) muestra el funcionamiento básico del convertidor de fuente de voltaje. La topología interna de las válvulas del interruptor se representa como una caja con el símbolo del convertidor en su interior. En el lado de CD, el voltaje es unipolar y sostenido por el capacitor. Este capacitor es lo suficientemente grande para por lo menos manejar una corriente sostenida de carga - descarga - que acompaña la secuencia de switcheo de las válvulas del convertidor y cambia el ángulo de fase de las válvulas de switcheo, sin cambio significativo en el voltaje de CD. Para propósitos ilustrativos, se supone que el voltaje del capacitor es constante. También se muestra en el lado de CD, que la corriente de CD puede fluir en cualquier dirección y que puede intercambiar potencia de CD con el sistema de CD, conectado al sistema de CA por medio de un inductor. Siendo una fuente de voltaje de CA con baja impedancia interna, es esencial una reactancia inductiva serie con el sistema de CA (usualmente a través de un inductor serie y/o un transformador) para asegurar que el capacitor de CD no se cortocircuite y

se descargue rápidamente a través de una carga capacitiva como una línea de transmisión. También es necesario un filtro de CA (no mostrado) después de la interfase inductiva serie para limitar las corrientes armónicas consecuentes que entran al sistema.

Básicamente, un convertidor de fuente de voltaje genera un voltaje de CA de un voltaje de CD. Es, por razones históricas, frecuentemente llamado inversor, aunque tiene la capacidad de transferir potencia en cualquier dirección. Con un convertidor de fuente de voltaje, la magnitud, el ángulo de fase, la frecuencia y la salida de voltaje pueden controlarse.

Con el fin de explicar los principios, la Figura 4.1(c) muestra en un diagrama la operación de una válvula simple. Se supone que el voltaje de CD, V_{dc} , es constante, soportado por un gran capacitor, con el lado de polaridad positiva conectada del lado del ánodo del dispositivo de apagado por gate. Cuando el dispositivo de apagado por gate es encendido, la terminal positiva de CD se conecta a la terminal A de CA, y el voltaje de CA sería $+V_d$. Si la corriente fluye desde $+V_d$ hasta A (a través del dispositivo 1), la potencia fluiría del lado de CD al lado de CA (acción inversora). No obstante, si la corriente fluye desde A al capacitor, ésta fluiría desde el lado de CA al lado de CD (acción rectificadora). De esta manera, una válvula compuesta con una combinación de un dispositivo de apagado por gate y un diodo puede manejar flujo de potencia en cualquier dirección, con el dispositivo de apagado por gate en acción inversora y el diodo en acción rectificadora. Esta combinación de la válvula y su capacidad para actuar como un rectificador o como un inversor con el flujo instantáneo de corriente en dirección positiva (del lado de CD al lado de CA) o en dirección negativa (del lado de CA al lado de CD), respectivamente, es el concepto básico del convertidor de fuente de voltaje.

IV.2 Operación del convertidor monofásico de onda completa con conexión en paralelo

Aunque los controladores FACTS generalmente utilizan convertidores trifásicos, también puede ser utilizado en algunos diseños un convertidor monofásico de onda completa conectado en paralelo. En cualquier caso, es importante entender primero la operación del convertidor monofásico y la operación de la rama para entender mejor los principios de los convertidores de fuente de voltaje.

La Figura 4.2(a) muestra un convertidor monofásico de onda completa con conexión en paralelo, que consta de cuatro compuertas (1-1') a (4-4'), un capacitor para el almacenamiento de potencia de CD para proporcionar un voltaje de CD, y dos puntos de conexión del lado de CA, a y b. Los números de compuerta indicados representan sus secuencias de encendido y apagado. El voltaje de CD se convierte en voltaje de CA con una apropiada secuencia de encendido y apagado de la compuerta, como se explicará a continuación.

Como se muestra en la primera forma de onda de la Figura 4.2(b), con los dispositivos 1 y 2 encendidos, el voltaje v_{ab} se hace $+V_d$ para un medio ciclo, y, con 3 y 4 encendidos y los dispositivos 1 y 2 apagados, v_{ab} se hace $-V_d$ para el otro medio ciclo. Esta onda de voltaje se presenta independientemente del ángulo de fase, magnitud y forma de onda del flujo de corriente de CA. La corriente de CA es el resultado de la interacción del voltaje de CA generado por el convertidor, con la impedancia y voltaje de CA del sistema. Por ejemplo, suponga que el

flujo de corriente desde el sistema de CA, como se muestra en la segunda forma de onda, es una onda sinusoidal i_{ab} , con ángulo θ , adelantado con respecto a la onda cuadrada de voltaje. Empezando desde el instante t_1 , se ve del circuito y la onda que:

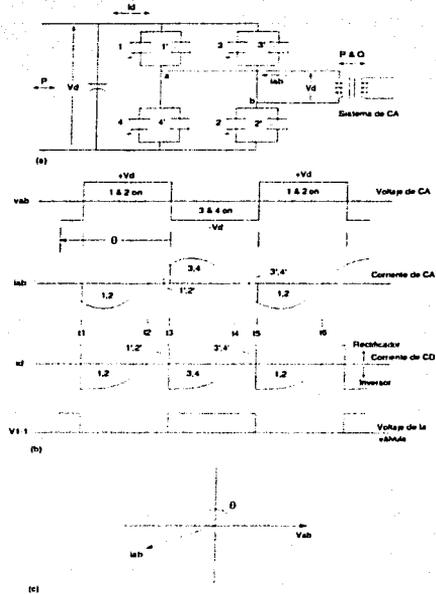


Figura 4.2. Convertidor monofásico de fuente de voltaje de onda completa: (a) Circuito monofásico de onda completa; (b) Forma de onda de operación; (c) Relación de fase entre corriente y voltaje.

1. En el intervalo de tiempo de t_1 a t_2 , con los dispositivos 1 y 2 encendidos y 3 y 4 apagados, v_{ab} es positivo y i_{ab} negativo. La corriente fluye por el dispositivo 1 en fase con a y entonces fuera de fase con b a través del dispositivo 2, con flujo de potencia de CD a CA (acción inversora).

- En el intervalo de t_2 a t_3 , la corriente se invierte, en el ejemplo se vuelve positiva, y fluye a través de los diodos 1' y 2' con flujo de potencia de CA a CD (acción rectificadora). Se nota que durante este intervalo, aunque los dispositivos 1 y 2 aún están encendidos y el voltaje v_{ab} es $+V_d$, los dispositivos 1 y 2 no pueden conducir en una dirección inversa. En realidad, los dispositivos 1 y 2 están listos para encender por pulsos de encendido en el gate cuando se requiera por la dirección del actual flujo de corriente.
- En el intervalo de t_3 a t_4 , los dispositivos 1 y 2 se apagan y los dispositivos 3 y 4 se encienden, por eso v_{ab} se vuelve negativo mientras i_{ab} aún es positivo. La corriente ahora fluye a través de los dispositivos 3 y 4 con flujo de potencia de CD a CA (acción inversora).
- En el intervalo de t_4 a t_5 , con los dispositivos 3 y 4 aún encendidos, 1 y 2 apagados, y v_{ab} negativo, la corriente i_{ab} se invierte y fluye a través de los diodos 3' y 4' con flujo de potencia de CA a CD (acción rectificadora).

Desde el instante t_5 , el ciclo empieza de nuevo desde t_1 con los dispositivos 1 y 2 encendidos, y 3 y 4 apagados. La Tabla 3.1 resume los cuatro modos de operación en un ciclo.

La Figura 4.2(b) también muestra la forma de onda del flujo de corriente i_d , en el bus de CD con el lado positivo fluyendo de CA a CD (acción rectificadora), y el lado negativo fluyendo de CD a CA (acción inversora). Claramente el promedio de la corriente de CD es negativo. La corriente i_d contiene la corriente de CD y sus respectivas armónicas. La corriente de CD debe fluir dentro del sistema de CD a través de un gran capacitor para el almacenamiento de potencia de CD, virtualmente el total de las corrientes armónicas fluirán a través del capacitor. Siendo convertidor de onda completa monofásico, las armónicas tienen un orden de $2k$, donde k es un entero, por ejemplo: 2da, 4ta, 6ta,.... armónica.

El voltaje a través de la compuerta 1-1' se muestra al final de la forma de onda en la Figura 4.2(b).

La relación entre el voltaje de CA y los fasores de corriente se muestra en la Figura 4.2(c), mostrando el flujo de corriente de CA a CD con un factor de potencia atrasado.

Dispositivos	V_{ab}	Flujo de Corriente	Dispositivos que conducen	Conversión
1 & 2 on, 3 & 4 off	Positivo	Negativo	1 & 2	Inversor
1 & 2 on, 3 & 4 off	Positivo	Positivo	1' & 2'	Rectificador
1 & 2 off, 3 & 4 on	Negativo	Positivo	3 & 4	Inversor
1 & 2 off, 3 & 4 on	Negativo	Negativo	3' & 4'	Rectificador

Tabla 4.1

Cuatro modos de operación en un ciclo de un convertidor monofásico

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

IV.3 Operación de la rama (polo) monofásico

Ahora considérese la operación de un circuito de solamente una rama (polo único) como el mostrado en la Figura 4.3, en el cuál el capacitor se separa en dos partes iguales conectadas en serie, con el punto neutro del lado de CA conectado en el punto medio N del capacitor de CD. Con los dos dispositivos de apagado alternadamente cerrando y abriendo, la onda de voltaje de CA es una onda cuadrada con un pico de voltaje de $V_d/2$. Nótese que cuando dos fases operan en modo de puente de onda completa, Figura 4.2(b), la onda cuadrada de CA es la suma de las dos voltajes de la Figura 4.3(b), dando un pico de voltaje de V_d . En un circuito de onda completa, la conexión al neutro no es tan importante, ya que la corriente tiene un camino de regreso a través de la otra rama de la fase.

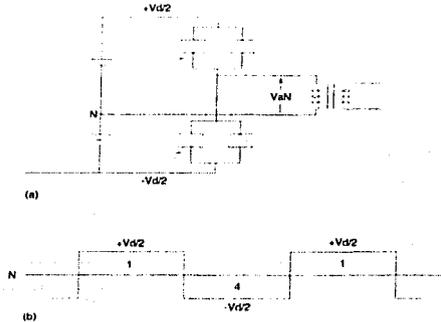


Figura 4.3. (a) Circuito de una rama monofásico; (b) Voltaje de salida de AC.

Ahora puede observarse que:

1. La corriente y el voltaje de CA pueden tener cualquier relación de fase, esto es, el ángulo de fase del convertidor entre voltaje y corriente puede cubrir los cuatro cuadrantes, ya sea, actuando como un rectificador ó como un inversor con potencia reactiva en atraso ó en adelante. Esto implica que hay un sistema de CD y un sistema de CA conectado en ambos lados del convertidor, como en la Figura 4.1(b), para intercambiar potencia real. Si el convertidor se usa sólo para potencia reactiva, entonces no hay necesidad de un sistema de CD y el convertidor terminará en el capacitor para almacenamiento de CD.
2. Las potencias activa y reactiva pueden ser controladas independientemente con el control de la magnitud y ángulo del voltaje de CA generado por el convertidor con respecto a la corriente de CA.

3. Los diodos realizan instantáneamente la función rectificadora, y los dispositivos de apagado por gate llevan a cabo instantáneamente la función inversora. Por supuesto, cada ciclo de CA está compuesto por periodos de acciones rectificadora e inversora de acuerdo con el ángulo de fase, y la corriente promedio determina el flujo neto de potencia y por lo tanto, la operación rectificadora e inversora neta. Cuando el convertidor opera como un convertidor con factor de potencia unitario, sólo los diodos se involucran en la conducción, y cuando opera como inversor con factor de potencia unitario, solamente los dispositivos de apagado por gate se involucran en la conducción.
4. Cuando cualquier dispositivo de apagado por gate se apaga, la corriente de CA no se interrumpe por completo en este momento, pero es transferida desde un dispositivo de apagado por gate a un diodo cuando el factor de potencia no es unitario, y a otro dispositivo de apagado por gate cuando el factor de potencia es unitario.
5. Los dispositivos de apagado por gate 1 y 4 (o los dispositivos de apagado por gate 2 y 3) en la misma fase no se encienden simultáneamente. De otra manera esto causaría un corto circuito del lado de CD y una descarga muy rápida del capacitor de almacenamiento de CD, a través de la rama cortocircuitada, lo cual destruiría los dispositivos en esa rama. En una rama, cuando uno de los dispositivos de apagado por gate se enciende, el otro se apaga. El control de la compuerta se diseña para asegurar que solamente uno de los dos dispositivos en una rama reciba un pulso de encendido, y que la corriente en el otro dispositivo sea cero. Además, usualmente se proporcionan medios de protección y sensores para asegurar el cierre seguro del convertidor.
6. Cada rama es capaz de operar independientemente en cualquier frecuencia o tiempo con las dos válvulas en una rama alternadamente switcheadas.
7. En principio, cualquier número de ramas puede ser conectada en paralelo y operada independientemente a pesar de que se conecte al mismo sistema de CA, existe la necesidad de tener una secuencia apropiada y una interfase, a través de transformadores, para lograr el funcionamiento deseado del convertidor.
8. Es importante notar que el encendido y apagado de los dispositivos de apagado por gate establecen la forma de onda del voltaje en el bus de CA, en relación con el voltaje de CD, y estos no necesariamente conducen corriente si la dirección del flujo es a través del diodo correspondiente para transportar la corriente.

IV.4 Armónicos de voltaje para una onda cuadrada de un convertidor monofásico

La onda cuadrada, mostrada en la Figura 4.2(b) así como el voltaje de CA v_{ab} , contienen armónicas sustanciales junto con la componente fundamental. Estas armónicas son del orden $2n \pm 1$, donde n es un entero, por ejemplo: 3era, 5ta, 7ma... La magnitud de la 3era es 1/3 de la fundamental, de la 5ta 1/5 de la fundamental y así sucesivamente.

Como se mencionó anteriormente, una interfase inductiva con el sistema de CA (usualmente a través de un inductor y/o transformador) es esencial para asegurar que el capacitor de

almacenamiento de CD no se descargue rápidamente en una carga capacitiva tal como una línea de transmisión, pero es también esencial para reducir el consecuente flujo de corrientes armónicas. Generalmente, es necesario un filtro de CA después de la interfase inductiva para limitar las consecuentes corrientes armónicas del lado del sistema, aunque los filtros únicamente incrementarán las corrientes armónicas en el propio convertidor. Por lo tanto, sería preferible que el convertidor generara menos armónicas, así no requeriría filtros de CA en principio.

La integración de la forma de onda de la Figura 4.2(b) da el valor RMS de la onda cuadrada de voltaje de CA con un voltaje pico de V_d .

$$V_{\text{ab}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} V_d^2 d\omega t} = V_d$$

el cual incluye las armónicas y la componente fundamental. La componente fundamental y las armónicas individuales están dadas por:

$$v = \frac{4}{\pi} (V_d) \left[\cos \omega t - \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t - \frac{1}{7} \dots \right]$$

lo cual da

$$v_n = \frac{4}{\pi} (V_d) \left[\frac{1}{n} \cos n\omega t \right]$$

para $n = 1, 3, 5, 7, \dots$

y su valor RMS esta dado por

$$V_n = \frac{1}{n} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_d$$

Entonces, el valor RMS de la componente fundamental de la onda cuadrada de voltaje de CA, $V_{1\text{ab}}$, es:

$$V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_d = 0.9V_d$$

y la magnitud de cada armónica de voltaje es $1/n$ de la fundamental. Estas armónicas de voltaje causarán corrientes armónicas que fluirán dentro del sistema, la magnitud de éstas se determina por la impedancia del sistema. Es, por lo tanto, esencial proporcionar una interfase inductiva formada por filtros capacitivos en derivación, si es necesario. Ya que para la enésima armónica el voltaje es $1/n$ del voltaje fundamental y la impedancia inductiva es n veces la

impedancia de la frecuencia fundamental, se observa que las armónicas de más baja frecuencia son las que requieren una mayor preocupación en el diseño del compensador.

IV.5 Convertidor trifásico de onda completa con conexión en paralelo

IV.5.1 Operación del convertidor

La Figura 4.4(a) muestra un convertidor trifásico de onda completa con seis válvulas, de la (1-1') a la (6-6'). El orden señalado representa la secuencia de operación de las válvulas en el tiempo. El Convertidor consiste de tres ramas, las cuáles operan en conjunto, defasadas 120°. Las ramas trifásicas operan en el modo de onda cuadrada, de acuerdo con el método de onda cuadrada descrito en la sección anterior y con referencia en la Figura 4.3. Cada válvula cierra alternadamente para 180°, como se muestran en las formas de onda v_a , v_b y v_c en la Figura 4.4(b). Estas tres ondas cuadradas son los voltajes de CA de los buses A, B y C con respecto al punto medio hipotético del capacitor de CD, N , con voltajes picos de $+V_d/2$ y $-V_d/2$. Estas ramas están defasadas 120° con respecto a cada una de ellas, lo cuál, en suma, representa 6 pulsos de operación del convertidor. La rama 3-6 switchea 120° después de la rama 1-4 y la rama 5-2 switchea 120° después de la rama 3-6, completando entonces el ciclo como se muestra con la secuencia de cierre - apertura de la válvula.

La Figura 3.4(b) también muestra los tres voltajes entre fases v_{ab} , v_{bc} y v_{ca} , donde:

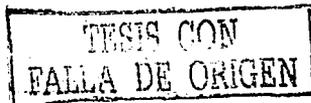
$$v_{ab} = v_a - v_b$$

$$v_{bc} = v_b - v_c$$

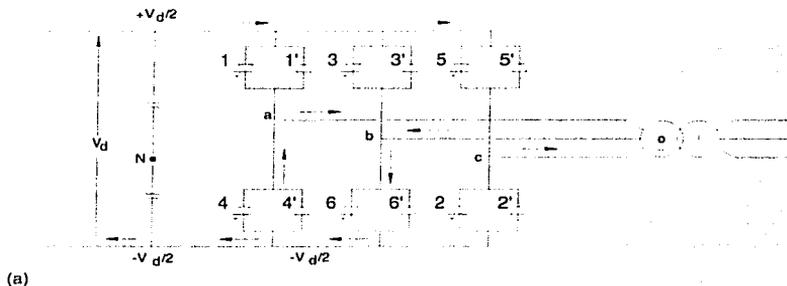
$$v_{ca} = v_c - v_a$$

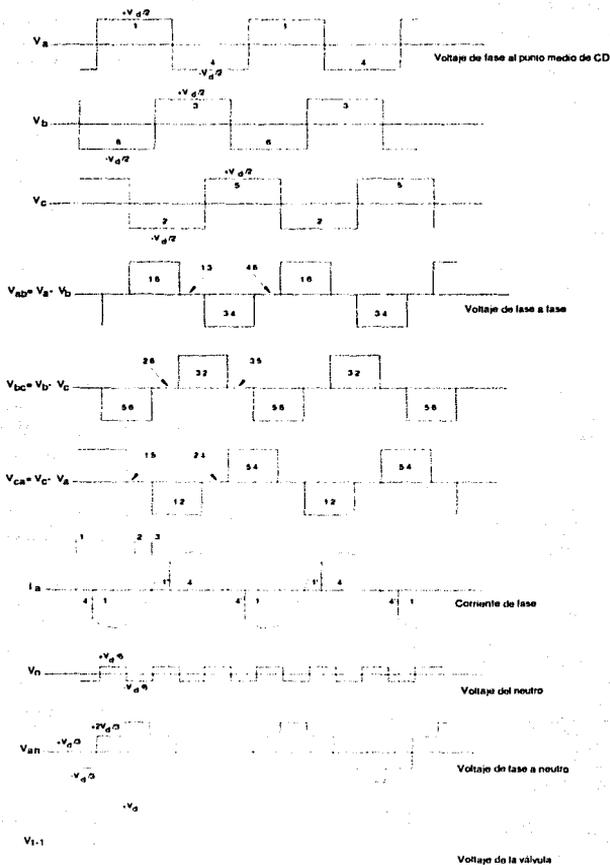
Es interesante notar que los voltajes de fase a fase tienen 120° de ancho de pulso con un voltaje pico de magnitud V_d . Los períodos de 60°, cuando los voltajes de fase a fase son cero, representan la condición en la cuál dos válvulas en el mismo lado del bus de CD se cierran en sus respectivos buses de CD.

Por ejemplo, la forma de onda para v_{ab} muestra el voltaje V_d cuando el dispositivo de apagado por gate 1 conecta el bus de CA con el bus de CD $+V_d/2$ y el dispositivo de apagado por gate 6 conecta el bus de CA con el bus de CD $-V_d/2$, dando un voltaje total $v_{ab} = v_a - v_b = V_d$. Se ve que 120° después, cuando el dispositivo de apagado por gate 6 se apaga y el dispositivo de apagado por gate 3 se enciende, ambos buses A y B, vuelven a conectarse al mismo bus de CD $+V_d/2$, dando un voltaje nulo entre los buses A y B. Otros 60° después, cuando el dispositivo de apagado por gate 1 se apaga, y el dispositivo de apagado por gate 4 conecta el bus a $-V_d/2$, v_{ab} se hace $-V_d$. Otros 120° después, el dispositivo de apagado por gate 3 se apaga, y el dispositivo de apagado por gate 6 conecta el bus B a $-V_d/2$, dando $v_{ab} = 0$. El ciclo se completa cuando, después de otros 60° el dispositivo de apagado por gate 4 se apaga y el dispositivo de apagado por gate 1 se enciende. Los otros dos voltajes, v_{bc} y v_{ca} , tienen la misma secuencia pero con un defasamiento de 120°.



Como se mencionó anteriormente, el encendido y apagado de los dispositivos establecen la forma de onda de los voltajes del bus de CA, en relación con el voltaje de CD, el propio flujo de corriente es el resultado de la interacción del voltaje de CA con el sistema de CA. También, como se mencionó antes, cada rama del convertidor puede manipular el flujo de corriente resultante en cualquier dirección. La Figura 4.4(b) muestra la corriente de CA supuesta en la fase A con una corriente positiva que representa la corriente del lado de CA al lado de CD. Por simplicidad, se asume que la corriente contiene únicamente la componente de frecuencia fundamental. En el intervalo de t_1 a t_2 , por ejemplo, la corriente de la fase A es negativa y tiene que fluir a través de cualesquiera válvulas 1-1' o 4-4'. Se observa que, cuando se compara el voltaje de la fase A (en la curva superior) con la forma de onda de la corriente de la fase A, cuando el dispositivo de apagado por gate 4 está encendido y el dispositivo de apagado por gate 1 está apagado la corriente es negativa, y la corriente fluirá momentáneamente a través del diodo 4'. Pero posteriormente, en el intervalo de t_2 a t_3 , cuando el dispositivo 4 se apaga y el dispositivo 1 se enciende, la corriente negativa fluye a través del dispositivo 1 y la corriente se transfiere desde el diodo 4' dispositivo 1. La Figura 4.4(a) muestra la trayectoria del flujo de corriente durante $t_1 - t_2$; la corriente que sale de la fase B fluye a través del dispositivo 6, pero parte de esta corriente regresa a través del diodo 4' en la fase A y parte entra al bus de CD. La corriente de CD regresa a través del dispositivo de apagado por gate 5 a la fase C. En cualquier instante de tiempo, las tres válvulas conducen en un convertidor trifásico. De hecho, parte de la potencia activa de la corriente de CA y parte de las armónicas fluyen dentro del lado de CD como se ilustra en la Figura 4.4(c).





(b)



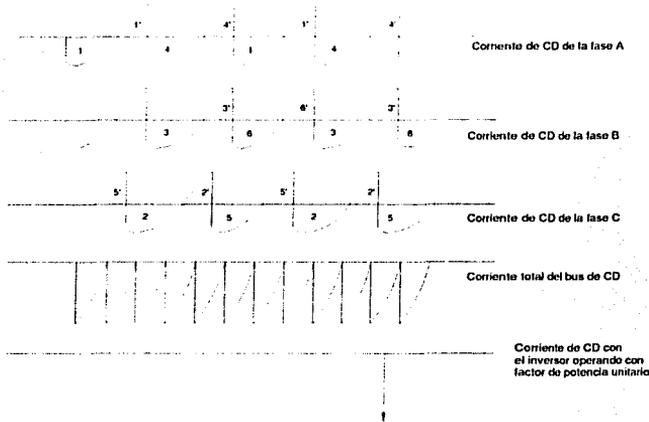


Figura 4.4. Operación de un convertidor trifásico de fuente de voltaje de onda completa: (a) Convertidor trifásico de onda completa; (b) Formas de onda de AC de un convertidor trifásico de onda completa; (c) Formas de onda de corriente de DC de un convertidor trifásico de fuente de voltaje de onda completa.

IV.5.2 Componentes fundamental y armónicas del convertidor trifásico

Se debe hacer notar que las ondas cuadradas de v_u , v_b y v_c son los voltajes terminales de fase con respecto al punto medio hipotético N del voltaje de CD y no con respecto al neutro del lado de CA. Estos voltajes serían los voltajes de CA de fase a neutro únicamente si el neutro de CA se conecta físicamente al punto medio del voltaje de CD, en cuyo caso el convertidor se vuelve una conexión serie de convertidores trifásicos de media onda de tres pulsos y no un convertidor trifásico de onda completa de seis pulsos.

Para una onda cuadrada con amplitud de $V_d/2$, los valores instantáneos de v_u , v_b y v_c se basan en el análisis de Fourier y están dados por:

$$v_u = \frac{4}{\pi} \left(\frac{V_d}{2} \right) \left[\cos \omega t - \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t - \frac{1}{7} \cos 7\omega t + \dots \right]$$

v_a se obtiene reemplazando ωt por:

$$\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right)$$

y v_c se obtiene reemplazando ωt por:

$$\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right)$$

Para todas las armónicas triples (por ejemplo 3era, 9na,...), los multiplicadores 3,9,... en los términos

$$\cos 3 \left(\omega t \pm \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$\cos 9 \left(\omega t \pm \frac{2\pi}{3} \right), \text{ etc.}$$

reducen estos términos a $\cos(3\omega t)$, lo cuál significa que todas las armónicas triples de las tres fases están en fase.

Ya que el neutro de CA en un convertidor de puente es flotante, es necesario trabajar sin voltajes de fase a tierra, los cuales aparecen a través de los secundarios de los transformadores. Si se supone que las tres fases se conectan a un transformador secundario en estrella con neutro flotante, entonces el neutro flotante adquirirá un potencial con respecto al medio punto de CD, el cual es la suma de los tres voltajes terminales de las fases A, B y C. La Figura 4.4 muestra que v_n es una onda cuadrada de magnitud $V_L/6$ de tres veces la frecuencia, por ejemplo: ésta contiene todas las terceras armónicas de los voltajes terminales.

Restando v_n de los voltajes terminales de fase con respecto al neutro de CD, obtenemos los voltajes de fase alrededor de los secundarios de los transformadores conectados en estrella, como se muestra solamente para el voltaje de fase a neutro del transformador, v_{m1} en la Figura 4.4(b). Consiste de pasos de $V_L/3$, una forma de onda de seis pulsos libre de terceras armónicas. Ahora solo tiene armónicas del orden de $2n \pm 1$, por ejemplo: 5ta, 7ma, 11va, 13va, etc. Las ondas v_{m2} y v_{m3} serían iguales excepto que desfasados 120° y 240° , respectivamente de v_{m1} . Note que los voltajes de CA de fase a neutro están todavía en fase con los voltajes de fase a neutro de CD, por ejemplo: v_{aV} y v_{m1} están en fase. La única diferencia entre v_{aV} y v_{m1} es que v_{m1} esta formada con las triples armónicas de v_{aV} .

$$v_{un} = \frac{4}{\pi} \left(\frac{V_d}{2} \right) \left[\cos \omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t - \frac{1}{7} \cos 7\omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t + \frac{1}{13} \cos 13\omega t + \dots \right]$$

La onda del voltaje de fase a fase v_{uh} mostrada en la Figura 4.4(b) es también una onda de 6 pulsos pero de diferente forma que v_{un} . Aparte de la observación de que v_{uh} es un voltaje de dos niveles con 0 o V_d y v_{un} es un voltaje con tres niveles; 0, $1/3V_d$ y $2/3V_d$, la comparación de las formas de onda de v_{uh} y v_{un} muestra que las dos están desfasadas y que v_{uh} tiene una magnitud mayor que v_{un} . Siendo un voltaje de fase a fase, la componente fundamental de v_{uh} está desfasada 30° , y su amplitud es $\sqrt{3}$ veces v_{un} .

El valor RMS del voltaje de fase a fase (120° , onda cuadrada con una amplitud de V_d) está dado por:

$$V = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} V_d^2 d\omega t} = \sqrt{2} \frac{V_d}{\sqrt{3}} = 0.816V_d$$

El valor de las componentes fundamental y armónicas del voltaje de fase a fase esta dado por:

$$v_{uh} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} V_d \left[\cos \omega t - \frac{1}{5} \cos 5\omega t + \frac{1}{7} \cos 7\omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t + \frac{1}{13} \cos 13\omega t - \dots \right]$$

El valor RMS de la componente fundamental esta dado por:

$$V_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_d = 0.78V_d$$

comparado con el valor RMS total (incluyendo armónicas) de $0.816V_d$.

El voltaje de la armónica individual esta dado por:

$$V_n = \frac{V_1}{n}$$

El valor de las componentes fundamental y armónicas del voltaje de fase a neutro esta dado por:

$$v_{un} = \frac{2}{\pi} V_d \left[\cos \omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t - \frac{1}{7} \cos 7\omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t + \frac{1}{13} \cos 13\omega t + \dots \right]$$

Note que v_{an} y v_{bn} se definen sobre su propia referencia de cero y de hecho los dos están 30° fuera de fase.

La Figura 4.4(c) muestra las formas de onda de corriente en el lado de CD. Considere primero la forma de onda de la corriente de la fase A, i_a , que se muestra en la Figura 4.4(b), esta corriente fluye a través de las ramas con las válvulas 1-1' y 4-4'. Invertiendo las secciones de la forma de onda de la válvula 4-4' obtenemos la contribución de CD de la rama de la fase A, para la corriente total en el bus de CD, en el lado del convertidor con los capacitores de CD, como se muestra en la parte superior de las formas de onda de la Figura 4.4(c). La contribución de corriente de las otras dos fases se muestra en las dos siguientes formas de onda de la Figura 4.4(c). Sumando las tres corrientes obtenemos la corriente total de CD i_d en el bus de CD, como se muestra en la tercer forma de onda de la Figura 4.4(c). Esta contiene la componente de CD y las armónicas de orden $n = 6k$, por ejemplo, 6ta, 12va, 18va,.... La componente de CD de esta corriente esta dada por:

$$I_d = \left(\frac{3\sqrt{2}}{\pi} \right) I \cos \theta = 1.35I \cos \theta$$

donde I es el valor RMS de la fase A y θ es el ángulo del factor de potencia. La corriente es máxima en $1.35I$, cuando el factor de potencia es unitario y cambia de $+1.35I$ a $-1.35I$, y viceversa, cuando el ángulo cambia de rectificación total a inversión de potencia.

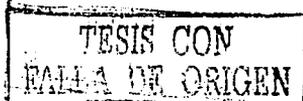
La n -ésima armónica de la corriente esta en su mínimo cuando el factor de potencia es unitario y corresponde a:

$$\frac{I_n}{I_{dm}} = \frac{\sqrt{2}}{(n^2 - 1)}$$

donde I_{dm} es el valor pico de la corriente en el bus de CD y se incrementa a un máximo donde el factor de potencia es cero, esto corresponde a:

$$\frac{I_n}{I_{dm}} = \frac{\sqrt{2}n}{(n^2 - 1)}$$

el valor más grande de n , corresponde a la más baja amplitud de la armónica, y claramente el convertidor trifásico de onda completa tiene mucho más bajas armónicas que el convertidor monofásico de onda completa debido a la eliminación de las armónicas de bajo orden y otras, particularmente la segunda armónica. Sin embargo, incluso en la operación con seis pulsos, la segunda armónica reaparecerá durante los desbalances de voltaje de CA, y el sistema necesita ser diseñado para suprimir y/o trabajar con armónicas de baja frecuencia durante las fallas del sistema de CA, y otras razones de desbalances del sistema.



IV.6 Secuencia del proceso de conducción de las válvulas en la rama de cada fase.

Es necesario discutir la operación de la rama de cada fase al detalle, con el objeto de describir la gran variedad de topologías de convertidores.

De lo anteriormente expuesto, podemos señalar que la rama de la fase opera independientemente, e involucra una alternancia de encendido y apagado de los dispositivos. Para el flujo de corriente (potencia) instantáneo de CA a CD, la corriente fluye a través de los diodos, y para el flujo de corriente (potencia) instantáneo de CD a CA, la corriente fluye a través de los dispositivos de apagado por gate. La Figura 4.5 muestra una forma de onda de voltaje de CA en una rama (con respecto al punto medio de CD), con una variación del ángulo de fase, con respecto a un supuesto flujo de corriente sinusoidal. No es importante preocuparse de donde está la corriente, en el lado de CA ó CD, ya que en un circuito completo, habrá otras ramas de fases y las conexiones del sistema de CA y CD para un ciclo completo de corriente.

La forma de onda del voltaje de CA representa en principio, un inversor con un factor de potencia unitario para el segmento de un ciclo. Entonces se lleva a cabo un retraso de fase de 60° para mostrar la operación del siguiente ciclo, durante la operación inversora con un defasamiento de 60° desde el factor de potencia unitario. Esto se muestra entonces por pasos con retrasos de 30° , 60° , 30° , 60° , 30° y 30° para ilustrar la operación del ciclo completo en cada uno de los ángulos en los cuatro cuadrantes. El dispositivo específico que transporta la corriente se observa dentro de la forma de onda de la corriente. Para cada segmento de un ciclo, el ángulo entre la corriente de fase y el voltaje de fase se muestra en un diagrama fasorial justo debajo de la forma de onda de un ciclo. El número 1 en la parte superior y el 4 en la inferior de la onda cuadrada es el número del dispositivo encendido durante cada medio ciclo.

Observando desde el inicio de la forma de onda, durante el primer segmento de un ciclo de la operación inversora con factor de potencia unitario, el dispositivo 1 se enciende con flujo de corriente de $+V_s/2$ dentro de la fase de CA para el primer medio ciclo completo. Esto se muestra por el apagado del dispositivo 1 y el encendido del dispositivo 4, el cual resulta en un flujo de corriente de la fase de CA en $-V_s/2$ vía el dispositivo 4. Durante este ciclo completo, la rama de la fase trabaja como un inversor con factor de potencia unitario. Note que los diodos no están involucrados en la conducción. Es también importante hacer notar que la transferencia de potencia es en cero corriente, por ejemplo: el dispositivo 1 se apaga y el dispositivo 4 se enciende (y viceversa) cuando la corriente es cero. Con switcheo de corriente cero, también llamado "switcheo suave", los eventos de encendido y apagado involucran mucho menor presión de los dispositivos y pérdidas de switcheo, comparado con el switcheo cuando la corriente esta en su más alto nivel de operación.

Para el siguiente medio ciclo, el apagado del dispositivo 1 y el encendido del dispositivo 4 sufren un retraso de 60° con el objeto de cambiar el ángulo de fase para el ciclo mostrado [segmento 2 en la Figura 4.5(b)] por 60° . Se ve que, como la polaridad de la corriente se invierte, la corriente se transfiere del dispositivo 1 al diodo 1'. Para el segmento de un ciclo 2, el convertidor opera como un inversor con un atraso en la corriente con respecto al voltaje de 120° , por ejemplo: con potencia reactiva inductiva. En este segmento de un ciclo, el dispositivo de apagado por gate 4 conduce por 120° , suministrando potencia de CD a CA (acción inversora), y entonces el diodo 4' conduce por 60° entregando potencia de respaldo de CA a

CD (acción rectificadora). Esto, entonces se muestra por la conducción de 120° del dispositivo 1 entregando potencia de CD a CA y el diodo 1' entregando potencia de CA a CD para los 60° finales. Note ahora que la transferencia del dispositivo de apagado por gate 4, al dispositivo de apagado por gate 1, toma lugar vía el diodo 4' y de 1 a 4 vía el diodo 1'. Asimismo el apagado de los dispositivos 1 y 4 es en cero corriente natural (apagado suave). Sin embargo, el encendido de los dispositivos 1 y 4 ocurre cuando la corriente es grande y el voltaje en las válvulas es V_d . Esto es conocido como un encendido duro y acarrea significantes pérdidas asociadas al dispositivo. No obstante, la capacidad del dispositivo es frecuentemente limitada por el apagado duro de los requerimientos de corriente, así que, a pesar de las pérdidas de switcheo, el apagado pesado es el más perjudicial para la capacidad del dispositivo.

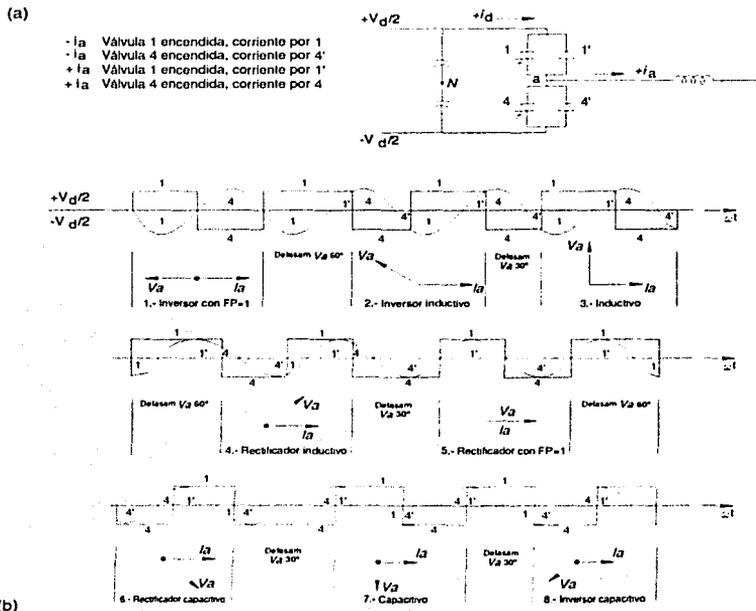


Figura 4.5. Operación de una rama monofásica a través de cuatro cuadrantes; (a) Rama monofásica; (b) Formas de onda y diagramas fasoriales a través de los cuatro cuadrantes.



La secuencia se repite por el retraso de transferencia desde 4' a 1 de otros 30° . La operación en el segmento 3 ahora corresponde a un retraso en la corriente de 90° con respecto al voltaje y el convertidor actúa como un inductor puro. En esta operación, el dispositivo 1 conduce por 90° entregando potencia de CD a CA, la corriente de transfiere al diodo 1' el cuál conduce por 90° entregando potencia de respaldo de CA a CD por 90° . Note otra vez que el apagado de los dispositivos 1 y 4 ocurre en corriente natural cero, cuando la corriente se transfiere a los diodos 1' y 4', respectivamente, pero el encendido es pesado.

Con un retraso de 60° , el convertidor ahora opera (forma de onda de un ciclo en el segmento 4) como un rectificador en modo inductivo, con un atraso de 30° en la corriente con respecto al voltaje. Esto se muestra por un retraso de 30° de un ciclo del segmento 5 cuando el convertidor opera como un rectificador con factor de potencia unitario. Note que en este modo, solamente los diodos se involucran en la conducción. La corriente se transfiere naturalmente de 1' a 4' y viceversa durante una inversión en la polaridad de la corriente.

Con otro retraso de 60° , el segmento 6 muestra la operación como un rectificador, ahora en modo capacitivo con una corriente adelantada 60° con respecto al voltaje. Note que en el modo capacitivo, los dispositivos de apagado por gate tienen que apagar una corriente alta (transferida de 1 a 4' y de 4 a 1') con un correspondiente salto de voltaje positivo V_d . Como se mencionó anteriormente para los dispositivos de apagado por gate, la máxima corriente que pueden apagar, acompañada por la magnitud de un salto de voltaje durante el apagado, es el parámetro más importante que limita la capacidad de los dispositivos, ya que el apagado es mucho más duro que el encendido para tales dispositivos. En modo capacitivo, el encendido es suave, pero el apagado es duro, lo cuál es el inverso de la operación en un modo inductivo.

Con otro retraso de 30° , el segmento 7 muestra la operación capacitiva pura. Se ve que la secuencia de transferencia es 1-1'-4'-4-1', cada una conduciendo por 90° , 1 y 4 entregando potencia de CD a CA, y 1' y 4' suministrando potencia de CA a CD. Note que esta secuencia de transferencia es la inversa de la secuencia para el modo inductivo puro de 1-1'-4'-4-1' acompañada por un defasamiento de 180° del segmento 3. Note también que en el segmento 7, la corriente transferida de 1 a 4' y de 4 a 1' involucra el apagado de los dispositivos 1 y 4 en corriente máxima, su operación más severa.

De la Figura 4.5 se observa que para el cambio secuencial del ángulo de fase descrito anteriormente, la conducción y transferencia de potencia toma lugar como se muestra:

1-4-1-1'-4-4'-1-1'-4-4'-1-1'-4-4'-1-1'-4-4'-1-1'-4-4'-1-1'-4-4'-1-1'-4-4'-1-1'-4-4'-1-1'-4-4'-1

Se debe notar que en la operación inductiva, todos los apagados de los dispositivos de apagado por gate llevan a cabo en corriente cero durante inversión de corriente, y, por consiguiente, los apagados son suaves, por ejemplo: la corriente es cero cuando el voltaje a lo largo del dispositivo de apagado por gate se eleva a V_d . De esta manera, las pérdidas en el dispositivo son mínimas. Además, en modo inductivo, los eventos de transferencia de corriente son del dispositivo de apagado por gate a su propio diodo paralelo, por ejemplo: 1 a 1' o 4 a 4'. En modo capacitivo, el apagado es duro, por ejemplo: con corriente finita, los apagados son transferidos al diodo opuesto, por ejemplo: 1 a 4' o 4 a 1'.

Cuando la transferencia es desde un dispositivo de apagado por gate a otro, por ejemplo: 1 a 4 o 4 a 1 durante la operación inversora con factor de potencia unitario, es esencial retrasar el encendido por lo menos varias decenas de milisegundos, logrando que el apagado del dispositivo complementario sea completo. Esto es para asegurar que no hay cambio de conducción simultánea de los dispositivos 1 y 4, lo cual representa un corto circuito directo a lo largo del capacitor en el bus de CD. Es importante notar que en la secuencia de transferencias mostrada anteriormente, con referencia en la Figura 4.5 (excepto para la operación inversora con factor de potencia unitario), todas las transferencias de corriente son de un dispositivo a un diodo, o de un diodo a un dispositivo. Así, hay un muy pequeño riesgo de disparo en una topología que involucra un pulso de conducción por cada medio ciclo.

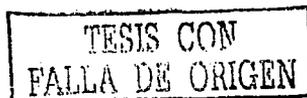
Asimismo, ya que los dispositivos y transformadores de potencia tienen pérdidas, las pérdidas tienen que suministrarse desde el lado de CD o de CA durante la operación rectificadora ó inversora respectivamente. No obstante, durante la operación capacitiva o inductiva netas, las pérdidas pueden ser suplidas desde cualquier lado por una operación muy ligeramente en el modo rectificador o inversor.

Ahora debe ser claro que, teniendo dos ramas de fase en el mismo bus de CD, con 120° de defasamiento en sus secuencias de pulsos, obtendríamos un convertidor monofásico de onda completa. Un total de tres ramas de fase con una secuencia de pulsos de 120° defasados darán un convertidor trifásico de onda completa.

Un punto importante es señalar que, en el convertidor descrito anteriormente, la salida de voltaje de CA es estrictamente una función del voltaje de CD. Para una interacción efectiva con el sistema de CA, es necesario variar muchas veces la salida de voltaje de CA del convertidor, lo cual significa que la salida de voltaje de CD varía consecuentemente. Esto puede hacerse cargando y descargando el capacitor de CD de otra fuente ó consumidor de potencia o desde el lado de CA del mismo convertidor. La velocidad con la cual el voltaje de CD puede cambiar determinará la respuesta en tiempo del convertidor. Para un gran número de aplicaciones, la respuesta en tiempo para cambiar el voltaje del bus de CD es uno de los factores más importantes. Sin embargo, en algunas aplicaciones, la fuente de CD asignada para controlar el voltaje de bus de CD puede tener otras prioridades funcionales. Un punto importante para señalar aquí es que un aproximación satisfactoria es tener un convertidor de fuente de voltaje, el cual tiene un bus de CD, que es capaz de variar el voltaje de CA del convertidor por sí mismo. Existen muchos otros convertidores, también llamados convertidores multipasos y convertidores de modulación por ancho de pulso.

IV.7 Conexiones del transformador para operación de doce pulsos.

Anteriormente, se discutió el contenido armónico del voltaje entre fases y de voltaje de fase a neutro, y se mencionó que los dos voltajes estaban 30° fuera de fase. Si este defasamiento se corrige, entonces para el voltaje de fase a neutro, v_{in} , las armónicas, de orden diferente a $12n \pm 1$, estarían en fase con aquellas del voltaje de fase a fase v_{in} y con $1/\sqrt{3}$ veces la amplitud. Entonces, como se muestra en la Figura 4.6(a), si los voltajes de fase a fase del segundo convertidor fueran conectados a un secundario, conectado en delta, de un segundo transformador, con relación de transformación de $\sqrt{3}$ veces, las operaciones de encendido y



apagado; comparadas con las operaciones en un secundario conectado en estrella, y si el tren de pulsos de un convertidor fuera defasado 30° con respecto al otro (con el objeto de tener v_{uh} y v_{un} en fase), el voltaje combinado de salida tendría una forma de onda de 12 pulsos, con armónicas del orden de $12n \pm 1$, por ejemplo: 11va, 13va, 23ra, 25ta, ... y con amplitudes de $1/11, 1/13, 1/23, 1/25, \dots$, respectivamente, comparada con la fundamental. La Figura 4.6(b) muestra las dos formas de onda v_{uh} y v_{un} , ajustada para la relación de transformación y uno de ellos defasado 30° . Estas dos formas de onda se suman entonces para dar la tercer forma de onda, la cual se ve que es una forma de onda de 12 pulsos, muy cercana a ser una onda senoidal de cada forma de onda de seis pulsos.

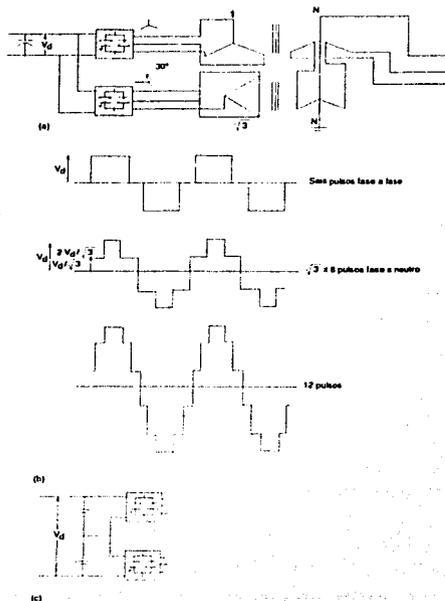


Figura 4.6. Convertidor de fuente de voltaje de doce pulsos: (a) Convertidor de doce pulsos con secundarios estrella y delta; (b) Forma de onda de doce pulsos desde formas de onda de seis pulsos; (c) Convertidor de doce pulsos con dos convertidores de seis pulsos conectados en serie.

En la Figura 4.6(a) se observan dos convertidores de seis pulsos, involucrando un total de seis ramas de fase conectadas en paralelo al mismo bus de CD, y trabajando juntos como un convertidor de 12 pulsos. Es necesario tener dos transformadores separados, de otra manera defasados en las armónicas diferentes a 12 pulsos, por ejemplo: 5ta, 7ma, 17ma, 19na,... en los secundarios resultará una gran corriente circulando debido a un flujo de núcleo común. Para las armónicas de voltaje diferentes a 12 pulsos, el flujo de núcleo común representará un corto circuito cercano. También por la misma razón, los dos devanados del lado primario no deben conectarse directamente en paralelo con las mismas barras del bus trifásico de CA en el lado primario. Otra vez esto debido a que las armónicas de voltaje que no son de 12 pulsos, por ejemplo: 5ta, 7ma, 17ma, 19na,...., mientras se cancelan dentro del sistema de CA, estarían en fase para el circuito cerrado. Consecuentemente, una gran corriente correspondiente a estas armónicas también fluiría en este circuito, limitado solamente por la impedancia del circuito, la cual es esencialmente la inductancia de fuga de los transformadores.

La corriente circulante de cada armónica diferente a 12 pulsos esta dada por:

$$\frac{I_h}{I_1} = \frac{100}{(n^2 X_r)} \%$$

donde, I_h es la corriente fundamental nominal, n es el número de la armónica y X_r es la impedancia en por unidad de cada transformador a la frecuencia fundamental, entonces la corriente circulante para la quinta armónica será 26.6 %, para la séptima 14.9 %, para la décimoprimer 5.5 %, decimotercera 3.9 % de la corriente fundamental nominal y así sucesivamente. Claramente esto no es aceptable para convertidores de fuente de voltaje prácticos. Por esto, es necesario conectar los primarios del arreglo de transformadores, compuesto de dos transformadores separados en serie, y conectar la combinación del bus de CA como se muestra en la Figura 4.6(a). Con el arreglo mostrado en la Figura 4.6(a), los voltajes de la 5ta, 7ma, 17ma, 19na,...., armónicas se cancelan y los dos voltajes adicionales se suman, como se muestra en la Figura 4.6(b), y la unidad combinada se vuelve un convertidor de 12 pulsos verdadero.

Los dos convertidores también pueden ser conectados en serie en el lado de CD, para obtener un convertidor de 12 pulsos del doble del voltaje de CD, Figura 4.6(c). En tal caso, es importante proporcionar un control para asegurar que los dos buses de CD (capacitores) tienen voltajes iguales. El voltaje de cualquier convertidor de CD puede incrementarse o decrementarse con un cambio en la operación en la dirección rectificadora o inversora, por un control de balance del voltaje de CD.

Hay otros arreglos para convertidores de fuente de voltaje en paralelo, en el lado de CA, los cuales involucran transformadores con devanados especiales. No obstante, se reconoce generalmente que los transformadores especiales costarían más que los medios descritos anteriormente.

Un incremento en el número de pulsos también decrementa las armónicas de corriente en el lado de CD, las cuales se cancelan entre las ramas de las fases e incluso no entran al bus de CD. Para convertidores de 12 pulsos, las armónicas del orden de 6ta, 18va,...., se cancelan y solamente las armónicas de 12 pulsos 12da, 24ta,...., entran en el bus de CD.

IV.8 Operación en 24 y 48 pulsos

Dos convertidores de 12 pulsos, desfasados 15 grados uno del otro, pueden proporcionar un convertidor de 24 pulsos, obviamente, con mucho menores armónicas en el lado de CA y CD. Su voltaje de salida tendría armónicas de orden de $24n \pm 1$, por ejemplo: 23era, 25ta, 47ma, 49na,.... armónicas con magnitudes de $1/23$, $1/25$, $1/47$, $1/49$,...., respectivamente, del voltaje fundamental de CA. La cuestión ahora es como arreglar este desfasamiento de 15°.

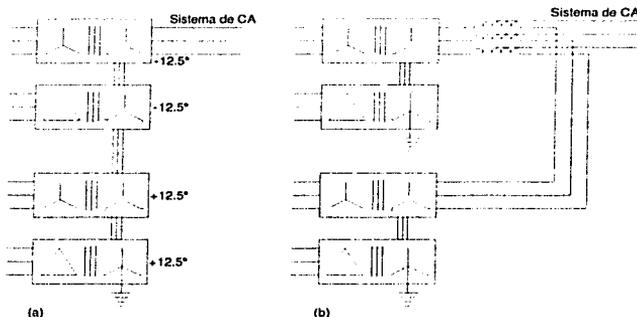


Figura 4.7. Varios medios para obtener la operación del convertidor de 24 pulsos: (a) Conexiones del transformador para un convertidor de 24 pulsos con dos convertidores de 12 pulsos conectados en serie en el lado de AC; (b) Conexiones del transformador para un convertidor de 12 pulsos con dos convertidores de 12 pulsos conectados en paralelo en el lado de AC.

Una aproximación es proporcionar devanados con desfasamiento de 15° en los dos transformadores de uno de los dos convertidores de 12 pulsos. Otra aproximación es proporcionar devanados con desfasamiento de +7.5° en los dos transformadores de un convertidor de 12 pulsos y -7.5° en los dos transformadores del otro convertidor de 12 pulsos, como se muestra en la Figura 4.3.7(a). Se prefiere el último ya que requiere transformadores del mismo diseño e inductancias de fuga. También es necesario mover los pulsos de disparo de un convertidor de 12 pulsos 15° con respecto al otro.

Los cuatro convertidores de seis pulsos pueden ser conectados en paralelo en el lado de CD, por ejemplo: 12 ramas de fases en paralelo. Alternativamente, se pueden conectar cuatro convertidores de seis pulsos en serie para alto voltaje, o dos pares de convertidores de 12 pulsos en serie pueden entonces ser conectados en paralelo. Cada convertidor de seis pulsos tendrá un transformador separado, dos con secundarios conectados en estrella y los otros dos con secundarios conectados en delta. Los primarios de los cuatro transformadores pueden conectarse en serie como se muestra en la Figura 3.7(b) con el objeto de evitar la circulación de la corriente correspondiente al orden de 12 pulsos, por ejemplo: 11va, 13ra, 23ra, 24ta.

Puede ser valioso considerar dos convertidores de 12 pulsos conectados en paralelo en las barras del sistema de CA, con reactores de interfase como se muestra en la Figura 4.7(b), para una pequeña circulación de armónicas dentro del circuito del convertidor. Mientras esto puede ser manejable desde el punto de vista del convertidor nominal, se debe tener precaución para llevar a la práctica el diseño de los controles del convertidor, particularmente durante carga ligera cuando las corrientes armónicas podrían volverse la parte significativa de la corriente de CA fluyendo a través del convertidor. Un incremento en la impedancia del transformador, es decir, 0.2 en por unidad puede ser apropiado cuando se conecten dos transformadores de 12 pulsos al bus de CA directamente y mejor que cuando se conectan interfaces de reactores.

Para controladores FACTS de gran potencia, desde el punto de vista del sistema de CA, incluso un convertidor de 12 pulsos sin filtros de CA tendría armónicos de voltaje, los cuáles son mayores que el nivel aceptable. En este caso, un simple filtro paso altas afinado para las armónicas 23ra – 25ta localizados en el lado del sistema de los transformadores del convertidor debe ser suficiente. La alternativa, por supuesto, es tener una operación de convertidor de 24 pulsos defasado del otro 7.5°, o un juego defasado +3.75° y el otro -3.75°. Lógicamente, los devanados de los ocho transformadores pueden ser conectados en serie, pero debido al pequeño defasamiento (7.5°), los primarios de los convertidores de 24 pulsos (cada uno con cuatro primarios en serie) pueden ser conectados en paralelo si la corriente circulante consecuente es aceptable. Esto no debe ser un gran problema debido al alto orden de las armónicas, la más baja, estaría en la corriente circulante. Para una impedancia del transformador de 0.1 en por unidad y la armónica 23ra, la corriente circulante sería solamente 1.9 %. La corriente circulante puede ser también limitada por una inductancia mayor del transformador o por reactores de interfase en el punto de la conexión en paralelo de los dos convertidores de 24 pulsos. Con una operación de 48 pulsos, los filtros de 48 pulsos no deben ser necesarios.

IV.9 Convertidores de fuente de voltaje de tres niveles

IV.9.1 Operación del convertidor de tres niveles

Anteriormente se mencionó que sería deseable variar la magnitud del voltaje de salida de CA sin tener que cambiar la magnitud del voltaje de CD. El convertidor de tres niveles es un concepto que puede lograr que esto se realice. Un convertidor de tres niveles de una rama de fase se muestra en la Figura 4.8(a). Las otras dos ramas de fase (no mostradas) serían conectadas a través de las mismas barras de CD, y los diodos de sujeción conectados al mismo punto N del capacitor para el almacenamiento de potencia de CD. Se ve que cada mitad de la rama de fase se divide en dos válvulas conectadas en serie, por ejemplo: 1-1' se divide en 1-1' y 1A-1'A. El punto medio de las válvulas divididas se conecta por medio de los diodos D_1 y D_2 al punto medio N como se muestra. Esto puede parecer como si se duplicaran el número de válvulas de dos a cuatro ramas por fase, para proporcionar dos válvulas de diodos extra. No obstante, duplicando el número de válvulas con el mismo voltaje nominal doblaría el voltaje de CD y ahora la capacidad de potencia del convertidor. De esta manera, solamente la adición del diodo de sujeción, D_1 y D_2 , por rama de fase, Figura 4.8 (a), aumentará el costo del convertidor. Si el convertidor es un convertidor de alto voltaje con dispositivos en serie, entonces el número de dispositivos principales sería casi el mismo. Un diodo de sujeción en el punto medio también puede ayudar a asegurar una mejor división de voltaje entre las dos medias válvulas. De otra

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

manera, el requerimiento que un convertidor continúe en operación segura con un dispositivo fallado en una cadena de dispositivos conectados en serie, puede requerir algunos dispositivos adicionales.

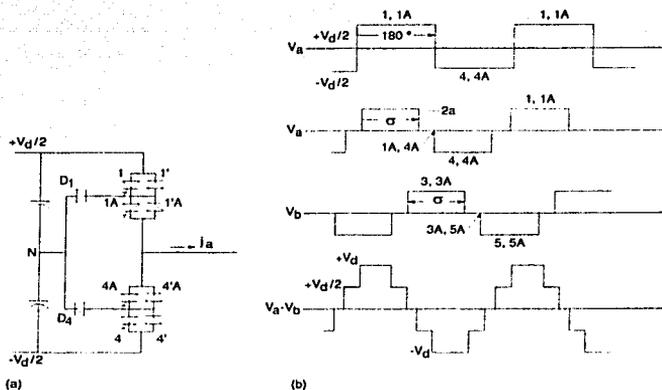


Figura 4.8. Operación de un convertidor de tres niveles: (a) Convertidor de una rama monofásica de tres niveles; (b) Voltaje de salida de AC.

La Figura 4.8(b) muestra la salida de voltaje correspondiente a una rama de tres niveles. La primera forma de onda mostrada es una onda cuadrada de 180° totales obtenida por el cierre de los dispositivos 1 y 1A para dar $+V_d/2$ por 180° y el cierre de las válvulas 4 y 4A por 180° para dar $-V_d/2$ por 180° . Ahora considere la segunda forma de onda de voltaje en la Figura 4.8(b), en la cual el dispositivo superior 1 es apagado y el dispositivo 4A es encendido en un ángulo α antes de que conduzcan por 180° en la operación de onda cuadrada. Esto solamente deja encendidos los dispositivos 1A y 4A, lo cual en combinación con los diodos D_1 y D_2 , sujeta el voltaje de fase V_a a cero con respecto al punto medio de CD, N, sin importar por que camino fluye la corriente. Esto continúa por un periodo 2α hasta que el dispositivo 1A es apagado y el dispositivo 4 es encendido, y el voltaje brinca a $-V_d/2$ con los dispositivos inferiores 4 y 4A encendidos y los dispositivos superiores 1 y 1A apagados y así sucesivamente. Por supuesto, el ángulo α es variable, y la salida de voltaje V_a depende de las ondas cuadradas con $\sigma = 180^\circ - 2\alpha^\circ$. Este periodo variable σ por medio ciclo, potencialmente permite al voltaje V_a ser independientemente variable con una respuesta rápida potencial. Se ve que los dispositivos 1A y 4A se encienden por 180° durante cada ciclo. Los dispositivos 1 y 4 se encienden por $\sigma = 180^\circ - 2\alpha^\circ$ durante cada ciclo, mientras que los diodos D_1 y D_4 conducen por $2\alpha^\circ = 180^\circ - \sigma$ en cada ciclo. El convertidor es llamado de tres niveles ya que el voltaje de CD tiene tres niveles, $-V_d/2$, 0 y $+V_d/2$.

Como se explicó anteriormente, estas ramas de fase pueden manipular el flujo de corriente en cualquier relación de fase. Los dispositivos de apagado por gate manipulan cualquier acción inversora instantánea y sus diodos en paralelo manipulan cualquier acción rectificadora instantánea. Los diodos de sujeción, D_1 o D_4 , a lo largo de los dispositivos inferiores 1A y 4A, conducen la corriente durante los periodos de sujeción, con la conducción $D_1 - 1A$ la corriente negativa (corriente entrante al bus de CA), y la conducción $D_4 - 4A$ la corriente positiva.

También como se explicó anteriormente para las ramas de fase de dos niveles, esas ramas de fase de tres niveles también pueden ser conectadas en diferentes configuraciones para obtener el convertidor deseado. Esas configuraciones incluyen un convertidor monofásico de onda completa con dos ramas, un convertidor de trifásico con tres ramas y secundarios conectados en estrella con neutro flotante o secundarios conectados en delta, etc. La Figura 4.8(b) muestra también el voltaje de salida de la segunda fase v_x y el voltaje de fase a fase v_{uh} para un convertidor trifásico. Como se discutió previamente, las armónicas triples no pasarán a través de los primarios con neutro flotante, etc. Dos convertidores de seis pulsos pueden proporcionar un convertidor de 12 pulsos y así sucesivamente.

Con el convertidor de tres niveles se debe ver que para una duración nula de la salida de voltaje, Figura 4.8(b), la(s) corriente(s) de rama(s) fluirán en el punto medio de los dos capacitores y entonces a través del capacitor de CD. Esta corriente es principalmente de tercer armónica y es sustancialmente independiente del número de pulsos del convertidor.

IV.9.2 Voltaje fundamental y armónicos para un convertidor de tres niveles

El convertidor de tres niveles tiene la flexibilidad de variar rápidamente el voltaje de CA o proporcionar un voltaje definido cero para eliminar o reducir algunas armónicas específicas. No obstante, cuando se consideran las armónicas hay una limitación en la explotación de esta flexibilidad.

Tomando en cuenta que un pulso de voltaje de corriente de CA con una duración σ por cada medio ciclo, las magnitudes de las componentes de voltaje fundamental y armónicas de fase a neutro de CD se definen por:

$$v = \frac{4}{\pi} \left(\frac{V_d}{2} \right) \left[\text{sen} \frac{\sigma}{2} \text{sen} \left(\omega t + \frac{\sigma}{2} \right) - \frac{1}{3} \text{sen} \frac{3\sigma}{2} \text{sen} 3 \left(\omega t + \frac{\sigma}{2} \right) + \frac{1}{5} \dots \right]$$

lo cual da:

$$v_n = \frac{4}{\pi} \left(\frac{V_d}{2} \right) \left[\frac{1}{n} \text{sen} \frac{n\sigma}{2} \text{sen} n \left(\omega t + \frac{\sigma}{2} \right) \right]$$

El valor RMS esta dado por :

$$V_n = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \left(\frac{V_d}{2} \right) \frac{1}{2} \operatorname{sen} \frac{n\sigma}{2}$$

El voltaje RMS fundamental esta dado por:

$$V_n = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \left(\frac{V_d}{2} \right) \operatorname{sen} \frac{\sigma}{2}$$

el cual empieza desde un valor RMS máximo de $(\sqrt{2}/\pi)V_d$ en $\sigma = 180^\circ$, y se hace cero en $\sigma = 0$.

Si se asume que V_1 es $V_{1\max} = (\sqrt{2}/\pi)V_d = 1$ p.u. en $\sigma = 180^\circ$, la Figura 4.9 muestra el valor del voltaje fundamental V_1 en por unidad de $V_{1\max}$ y como función del ancho de pulso, σ . Como se ve, la fundamental es 1.0 p.u. en $\sigma = 180^\circ$, y decrece con el decremento de ancho de pulso, cayendo a cero en $\sigma = 0$.

La Figura 4.9 también muestra los valores de las armónicas, en por unidad, del voltaje fundamental V_1 , como una función del ancho de pulso σ . Los valores armónicos en por unidad de $V_{1\max}$ pueden ser más útiles, si el propósito es considerar armónicas en función de los niveles de distorsión especificados. Tales valores pueden ser obtenidos multiplicando un nivel de armónicos en la Figura 4.9 correspondiente al nivel fundamental en por unidad.

Es interesante notar la variación de las armónicas en por unidad con el decaimiento de σ (incremento en $2\alpha = 180^\circ - \sigma$). Se ve que la 5ta, 7ma, ... armónicas están en sus máximos, 0.2 p.u. y 0.143 p.u., respectivamente, en $\sigma = 180^\circ$, y entonces se decreentan e incrementan de acuerdo con la ecuación anterior. Una armónica particular se hace cero cuando:

$$180^\circ - \sigma = \left(\frac{180^\circ}{n} \right), \text{ donde } n \text{ es el número de la harmónica.}$$

Para la quinta armónica, esto ocurre en $\sigma = 144^\circ$ y otra vez en 72° .
La séptima armónica es cero cuando $\sigma = 154.3^\circ$, 102.9° y 77° .

Después del primer cero, cada armónica crece de nuevo, alcanzando un pico en:

$$180^\circ - \sigma = 2x \left(\frac{180^\circ}{n} \right)$$

Estos picos son mayores que los primeros, ya que los valores mostrados son los valores en por unidad de la magnitud declinada actual del voltaje fundamental V_1 . Todas las armónicas eventualmente se aproximan a 1.0 p.u. en $\sigma = 0$ cuando la fundamental se aproxima a cero.

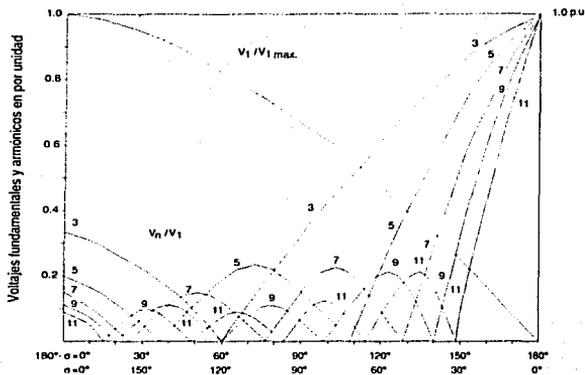


Figura 4.9. Voltajes fundamental y armónicos para un convertidor de tres niveles.

Se nota que para la operación de σ entre 154° y 144° , ambas armónicas, la quinta y la séptima, tienen valores muy pequeños, y el convertidor casi se comporta como un convertidor de 12 pulsos. Para la operación en $\sigma = 144^\circ$, el voltaje fundamental también cae a 0.95 p.u., lo cual en efecto representa en 5% de pérdidas de capacidad.

Como una alternativa, normalmente se prefiere operar un convertidor de tres niveles cerca de los 154° , valor en el cuál la cuarta armónica es cero, y la quinta es casi la mitad de su valor máximo. En cualquier caso, es un asunto de comprometer la flexibilidad del control de voltaje, reducción de armónicas específicas y algunas pérdidas de capacidad útil. En muchas aplicaciones, no es necesario variar el voltaje de CA independientemente del voltaje de CD, en cuyo caso, un convertidor de tres niveles sería el mejor camino para reducir las armónicas de más bajo orden o para eliminar una armónica específica. Alternativamente, uno puede operar un convertidor de tres niveles variando σ en un rango de 180° a 90° , dando un voltaje variable de CA del 100% al 70%. También se puede hacer la consideración de una combinación de un convertidor de un pulso mayor, control de voltaje del bus de CD y el uso de ramas de fase, de tres niveles. A menos que se use el convertidor de tres pasos con una estructura multipulsos, es útil solamente para un rango limitado de control independiente de voltaje de CA. Esto es porque el porcentaje de armónicas se incrementa rápidamente con un decremento en la salida de voltaje fundamental por debajo del 70%, como se muestra en la Figura 4.9.

Con la división en dos del capacitor de CD, es esencial asegurar que los dos capacitores se cargan a igual voltaje, ya que los voltajes diferentes incluso generarán armónicas. El balance del voltaje del capacitor se logra por un control, el cuál prolonga o acorta el tiempo de conducción de los dispositivos apropiados.

Las curvas de la Figura 4.9 también aplican para cualquier otra configuración que se base en una onda cuadrada con ancho de pulso menor de 180° . Note que todas las armónicas triples son cero en $\sigma = 60^\circ$, lo cual corresponde a una onda de voltaje de fase a fase de seis pulsos para un convertidor trifásico de onda completa.

Una desventaja significativa del convertidor de tres niveles es que, con un incremento de σ , fluye una mayor cantidad de terceras armónicas en el punto medio del capacitor de CD. Esta corriente genera un voltaje de tercera armónica a lo largo de los capacitores. Con el objeto de mantener este voltaje armónico con límites aceptables (para evitar la generación de armónicas adicionales en la salida de CA y un incremento en la corriente nominal del convertidor), el tamaño del capacitor de CD tiene que incrementarse comparado con el convertidor de dos niveles.

IV.9.3 Convertidor de tres niveles con ramas paralelas

Existe otro método para conseguir un convertidor de tres niveles, el cuál consiste en conectar dos ramas por fase en paralelo como se muestra en la Figura 4.10(a). Las dos ramas se conectan en paralelo a través de un inductor y la conexión de CA se hace en el punto medio de este inductor, y sus pasos de pulsos se defasan con un ángulo α en direcciones opuestas (un total de 2α). El voltaje terminal de CA de las dos ramas con respecto al punto medio hipotético de CD se muestra en la Figura 4.10(b) para las dos primeras formas de onda, defasadas una de la otra en un ángulo de 2α . El voltaje terminal neto de CA, con respecto al punto medio de CD es el promedio de los dos voltajes y se muestra en la tercer forma de onda. Consiste de un medio pulso de duración variable $\sigma = 180 - 2\alpha^\circ$, el mismo que para un convertidor de tres niveles con capacitor de división discutido anteriormente. El contenido armónico es el mismo que se muestra en la Figura 4.9. El voltaje del inductor esta dado por la diferencia de voltaje de CA entre las dos ramas, y se muestra en la cuarta forma de onda de la Figura 4.10(b), el cuál conlleva un rango de control mayor que el requerido y sería más grande el tamaño del inductor. Su rango de MVA sería directamente proporcional a la integral del voltaje V_L .

Es natural suponer que uno puede tener niveles más altos, por ejemplo: cuarto nivel, quinto nivel y así sucesivamente. Sin embargo, una consideración detallada de esas topologías de niveles más altos revelaría un mayor problema de balance de voltaje entre los capacitores. No es razonable asumir que el flujo de corriente a través de cada nivel se balancea dentro de algunos rangos tolerables para un convertidor para continuar operando en el modo de quinto nivel en sí mismo. No obstante, si hay un sistema de dos convertidores, con bus de CD entre ellos, es posible conectar los convertidores en una forma para asegurar los voltajes balanceados del capacitor de niveles diferentes.

IV.10 Convertidor de modulación por ancho de pulso (PWM)

En convertidores de dos niveles o multinivel, hay solamente un encendido y apagado por dispositivo en cada ciclo. Con esos convertidores, el voltaje de salida de CA puede ser controlado variando el ancho de los pulsos de voltaje, y/o la amplitud del voltaje del bus de CD. Otra aproximación es tener múltiples pulsos por medio ciclo y entonces variar el ancho de los pulsos para variar la amplitud del voltaje de CA. La principal razón para hacer esto es poder

variar el voltaje de salida de CA y reducir las armónicas de bajo orden, como explicaremos brevemente. No podemos seguir sin mencionar que un número mayor de pulsos significa mayores pérdidas de switcheo, así que las ganancias del uso de un PWM tienen que ser suficientes para justificar un incremento en las pérdidas de switcheo. Existen también topologías resonantes del convertidor PWM que incorporan corriente cero o voltaje cero de switcheo de tipo suave, con el objeto de reducir las pérdidas de switcheo. El uso de estos convertidores se está incrementando en algunas aplicaciones de baja potencia, pero con las topologías conocidas, no han sido justificados en altos niveles de potencia debido al alto costo del equipo.

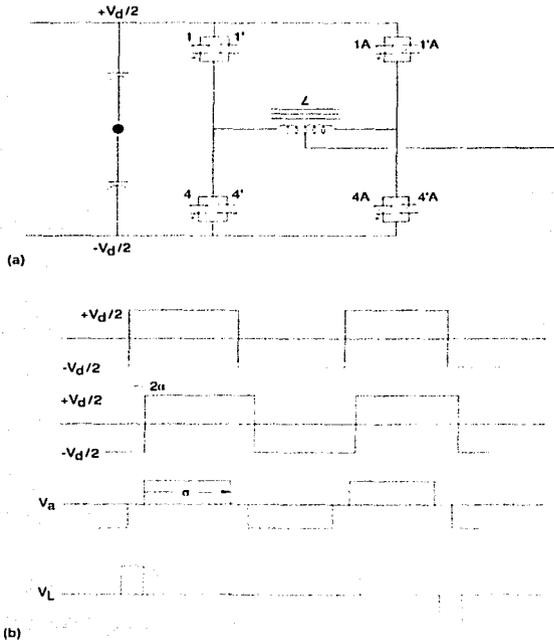


Figura 4.10. Operación de un convertidor de tres niveles con ramas paralelas: (a) Rama monofásica con dos ramas paralelas; (b) Formas de onda para las dos ramas paralelas.

Los convertidores PWM de bajo voltaje y baja potencia en el rango de decenas de watts, por decir, para tarjetas de circuito impreso, fuentes de potencia, etc. pueden tener una frecuencia interna PWM de cientos de kHz. Los drives industriales de decenas de kilowatts pueden tener frecuencia interna PWM de decenas de kHz. Para convertidores en el rango de 1 MW, tal como para potencia nominal, la frecuencia puede estar en el rango de algunos KHz. Para la tecnología FACTS con alta potencia en las decenas de megawatts, y el voltaje del convertidor en decenas de kV's, las bajas frecuencias de unos pocos cientos de Hz o tal vez en el rango de pocos KHz, pueden ser factibles o de valor considerable.

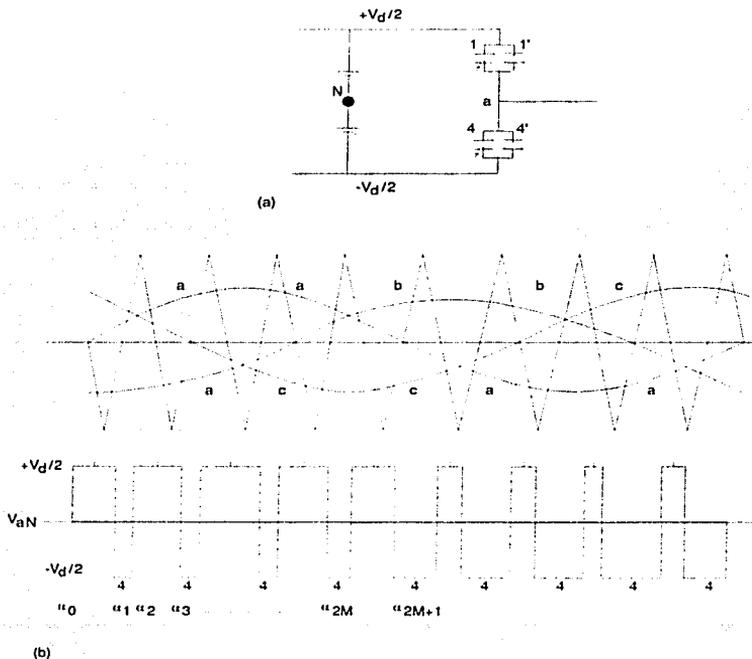


Figura 4.11. Operación de un convertidor PWM con frecuencia de switcheo de nueve veces la frecuencia fundamental: (a) Una rama monofásica; (b) Formas de onda PWM.

Considere otra vez una rama mostrada en la Figura 4.11(a) [la cual es la misma que la de la Figura 4.5(a)], como parte de un convertidor trifásico. La Figura 4.10(b) muestra la comparación de los dos tipos de señales de control, tres señales de onda senoidal de frecuencia principal representando tres fases, y una señal diente de sierra de nueve veces la frecuencia principal (540 Hz para una frecuencia principal de 60 Hz). Los pulsos de encendido y apagado de los dispositivos corresponden a los puntos de cruce de la onda diente de sierra y la onda senoidal de la fase correspondiente. La inclinación negativa de la onda diente de sierra cruza la onda senoidal de la fase A, resultando en un pulso de encendido para el dispositivo 1 y un pulso de apagado para el dispositivo 4. La inclinación positiva de la onda diente de sierra cruza la onda senoidal de la fase A, resultando en un pulso de apagado para el dispositivo 1 y un pulso de encendido para el dispositivo 4. El voltaje de CA resultante de la fase A, con respecto al punto medio hipotético N del capacitor de CD se muestra sombreado en la Figura 4.11(b). En comparación con la Figura 4.5(b) con dos pulsos cuadrados por ciclo, la forma de onda de la Figura 4.11(b) se compone de nueve ciclos de pulsos cuadrados variando el ancho por el ciclo de frecuencia principal. Los pulsos son más anchos en punto medio de cada mitad de la onda senoidal comparada con el final de la mitad de la onda senoidal.

Las observaciones siguientes se valoran con respecto a las formas de onda de la Figura 4.11(b):

1. La forma de onda de la salida de voltaje contiene una componente de frecuencia fundamental y armónicas.
 2. Los pulsos de voltaje de salida son simétricos alrededor de los cruces por cero de la onda senoidal, ya que la frecuencia de la señal diente de sierra es un múltiplo entero impar de la frecuencia principal. Incluso cualquier múltiplo creará asimetría cerca del cruce por cero, el cual contendrá algunas armónicas. Los múltiplos no enteros son peores tal que crean sub-armónicas supersíncronas. Cuando la frecuencia es alta, cercana a algunos kHz, la asimetría se vuelve insignificante, pero la sincronización de las señales de control en las bajas frecuencias PWM es importante.
 3. Con una onda diente de sierra fija, el aumento en la magnitud de la onda senoidal incrementará el tiempo de conducción del dispositivo 1, y decrementará el tiempo de conducción del dispositivo 4 para el medio ciclo positivo y viceversa para el medio ciclo negativo. Esto significa que la componente fundamental del voltaje de CA V_{an} y por lo tanto el voltaje de salida de CA se incrementará con un aumento en la magnitud de la onda senoidal de control y decrece con un decremento de la onda senoidal de control. Para un pico de la onda senoidal de control menor que el pico de la onda diente de sierra, el voltaje de salida de CA varía linealmente con la variación de la onda senoidal de control.
 4. Como el pico de la onda senoidal de control se iguala al pico de la onda diente de sierra, la muesca media en el voltaje de salida de CA desaparece. Si la onda senoidal de control es incrementada a una magnitud mucho mayor, más y más muescas desaparecerán y el voltaje de salida se volverá eventualmente una sola onda cuadrada por cada medio ciclo.
 5. Es claro que el voltaje de salida de CA puede ser controlado desde cero hasta el máximo.
-

6. La propia onda senoidal puede ser modificada con muescas, etc. Para crear otros efectos en la forma de onda.

El orden de las armónicas presentes en este tipo de forma de onda PWM se determina por $k_1 n \pm k_2$, donde k_1 es el multiplicador de la frecuencia (9 para la Figura 4.11) con la frecuencia portadora, y n y k_2 son enteros. Sin embargo, k_2 puede ser solamente mayor de 2, después que la magnitud del orden de esta armónica se hace más pequeña. Debido a la simetría de medio ciclo, todos los órdenes de las armónicas también desaparecen. Además, en un circuito de puente trifásico, la totalidad de las armónicas triples, por ejemplo: 3ra, 9na, ..., se eliminan. También, si la frecuencia de la portadora es un múltiplo de 3, incluso las armónicas del orden de la frecuencia portadora se cancelan en los voltajes de fase a fase y de fase a neutro flotante.

De esta manera, para la frecuencia elegida múltiplo de 9, el orden de las armónicas está dado como: 5ta, 7ma, 11ra, 13ra, ... (todas las armónicas excepto la invariable y las armónicas triples), como para el convertidor de tres pasos y seis pulsos discutidos anteriormente. De cualquier modo, en el caso PWM mostrado, la quinta armónica será muy pequeña.

La Figura 4.12 muestra las formas de onda del voltaje de salida PWM correspondientes a una frecuencia PWM de tres veces la frecuencia principal. La primera forma de onda muestra las señales de control, similares a las de la Figura 4.11. La segunda forma de onda es un voltaje de fase al neutro de CD, v_{uN} . Se ve que tiene una muesca en el centro de cada medio ciclo y el ancho de esta muesca es dinámicamente controlable cada medio ciclo. La tercer forma de onda es v_{bN} , el voltaje de salida de la fase B al voltaje del neutro de CD, el cual obviamente es el mismo que v_{uN} excepto que defasado 120° . Restando v_{bN} de v_{uN} obtenemos el voltaje de fase a fase v_{ub} , como se muestra en la cuarta forma de onda. Ésta muestra dos muescas resultado de los cruces de las señales de control. La siguiente forma de onda es v_{uN} , el voltaje entre el neutro flotante n de un secundario conectado en estrella flotante y el neutro de CD. Esto se obtiene sumando y promediando los tres voltajes de CA, v_{uN} , v_{bN} y v_{cN} (no se muestra v_{cN}). Restando v_{nN} de v_{uN} obtenemos la última forma de onda mostrada en la Figura 4.12, el voltaje de fase a neutro del transformador. Debido a la simetría de media onda, todas las formas de onda de CA están libres de armónicas. Las formas de onda v_{ub} y v_{un} están libres de armónicas triples y v_{un} está atrasado 30° con respecto a v_{ub} . Como se explicó anteriormente, combinando esas dos formas de onda a través de transformadores en estrella y en delta, se puede obtener un convertidor de 12 pulsos, el cuál tendrá flexibilidad adecuada de rápido control de voltaje de CA sin tener un cambio en el nivel de voltaje de CD. El control de voltaje de CD puede entonces, optimizarse para otros requerimientos.

Debe ser obvio ahora, que la forma de onda de voltaje de CA puede ser cortada en muchas maneras diferentes con diferentes formas de onda de control y programa numérico. Hay otras variedades de ondas diferentes a la senoidal y al diente de sierra que se usan para crear un voltaje de salida de CA con menos armónicas de baja frecuencia y mucho menores muescas.

Aún cuando cortar las formas de onda y mostrar las formas de onda PWM es fácil en el papel, no es un asunto trivial cuando consideramos sus implicaciones para el diseño de convertidores

de gran potencia y gran voltaje. Desde el punto de vista de pérdidas de switcheo, el impacto del incremento de las armónicas mas grandes, EMI, ruido audible, etc. tiene que ser justificado por ganancias apropiadas en otras áreas, particularmente si ayuda a satisfacer los requerimientos de armónicas sin tener que ir a un número de pulsos mayor que 12 para convertidores de tamaño pequeño. A pesar de eso, un uso considerado de PWM o muescas en nivel de baja frecuencia tiene sus méritos, particularmente para los convertidores FACTS de bajos niveles de potencia de, digamos 10 – 50 MW.

IV.11 Técnica generalizada de eliminación armónica y control de voltaje

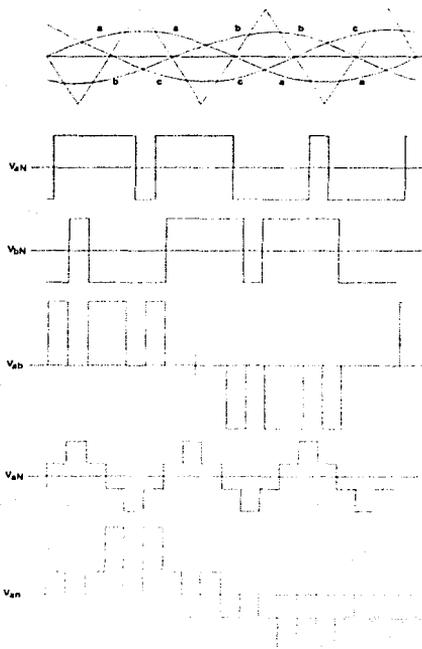


Figura 4.12. Operación de un convertidor PWM con frecuencia de switcheo de tres veces la frecuencia fundamental.

Una forma efectiva de tener libertad de controlar el voltaje y también eliminar las armónicas de más bajo orden es un método pionero presentado por Patel y Hoft en los tempranos 1970's. Involucra la variación de muescas específicas (también llamadas cortes) en una onda cuadrada tal que las armónicas específicas se eliminan de la forma de onda. A continuación explicaremos esto.

Básicamente, una onda cuadrada puede ser cortada un gran número de veces en una relación que elimine un número de armónicas, así obtenemos la flexibilidad de variar el voltaje fundamental. Con un número M de cortes, hay M grados de libertad. Uno de estos grados de libertad puede ser usado para controlar la salida de otros $M - 1$ grados de libertad usados para eliminar $M - 1$ armónicas seleccionadas.

Se ve de la Figura 4.11(b), que una onda diente de sierra con nueve veces la frecuencia fundamental tiene cuatro muescas en cada positiva y negativa forma de onda de medio ciclo. También tienen simetría de media onda y un cuarto de onda. Se muestra que con ángulos apropiados de disparo así como simetría de media y un cuarto de onda no solamente la componente de frecuencia fundamental puede ser controlada, asimismo las otras tres armónicas seleccionadas pueden ser eliminadas, por ejemplo: 5ta, 7ma y 11ra del voltaje de salida de CA en un convertidor trifásico de onda completa. Si hubiera dos convertidores trifásicos defasados, como se discutió anteriormente, formando un convertidor de fuente de voltaje de 12 pulsos entonces las armónicas que necesitarían eliminarse serían las tres más bajas como por ejemplo: 11ra, 13ra y 23ra. Con un número limitado de muescas, es posible casi lograr el equivalente de la operación de 24 pulsos con dos convertidores trifásicos de 6 pulsos. De cualquier modo debe ser mencionado que con la operación PWM, las armónicas más altas tendrán relativamente mayores magnitudes que con la operación de un solo pulso. Aunque las armónicas más altas son más fáciles de filtrar, si se eliminan las armónicas de bajo orden, entonces con un filtro paso altas para armónicas más altas, puede ser obtenido un flujo cercano a una corriente sinusoidal.

Con tres muescas por medio ciclo pueden eliminarse la quinta y la séptima armónica de un convertidor de 6 pulsos, o eliminar la decimoprimer a decimotercera de un convertidor de 12 pulsos y así sucesivamente.

La Figura 4.11(b) tiene una forma de onda de salida de media onda generalizada con M muescas definidas por los ángulos $\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_{2M+1}$, con los ángulos α_1 y α_2 definiendo la primera muesca. Con $2M = 9$, en el ejemplo de la Figura 4.11, $M = 4$ representa cuatro muescas en medio ciclo. La forma de onda generalizada de CA, v_{uV} , para una rama tiene una amplitud de $+V_d/2$ y $-V_d/2$ con respecto al punto medio de CD.

Asumiendo que $V_d/2 = 1$, en por unidad, para una generalización, y simetría de media onda y un cuarto de onda como en las formas de onda de voltaje de CA de la Figura 4.11, la forma de onda puede ser representada en una serie de Fourier como:

$$f(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \sin(n\omega t) + b_n \cos(n\omega t)]$$

donde, con simetría de media onda y de un cuarto de onda, $b_n = 0$, y:

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \cos n\alpha_k \right]$$

$M - 1$ ecuaciones pueden ser asignadas por las armónicas específicas para ser eliminadas en $a_n = 0$ para estas armónicas. La restante ecuación se usa para un valor específico requerido del voltaje fundamental con $\alpha_1 = \alpha$, un valor finito en por unidad. Resolviendo esas ecuaciones, uno puede obtener valores específicos de ángulos α para un valor específico del voltaje fundamental.

De esta manera para cuatro muescas por medio ciclo, como en la Figura 4.11, habrá que resolver cuatro ecuaciones para calcular todos los valores de α para pulsos de encendido y apagado que correspondan a cada valor discreto del voltaje fundamental. Estas son ecuaciones no lineales, y requerirán grandes cantidades de iteraciones de computadora en tiempo real y puede haber más de una solución para algunos valores. Así, es preferible usar tablas para, digamos, cada cambio del 0.5% en la magnitud del voltaje de CA requerido. El desfaseamiento en ángulo requerido para las variaciones necesarias de voltaje de CA por paso es demasiado pequeño, el número de pasos puede reducirse y el cambio de paso ser linealizado.

Claramente, con controles digitales, este método es superior al control de onda senoidal – diente de sierra o cualquier otro método de comparación de onda. El voltaje fundamental de salida de CA puede ser controlado en un amplio rango, debajo de quizás alrededor de 10%, sin distorsión excesiva del flujo de corriente o necesidad de un gran filtro de armónicas.

IV.12 Rango del convertidor, comentarios generales

Asumiendo que el rango requerido del convertidor es bastante bajo, debido a un menor costo, el convertidor trifásico controlable más simple parecería ser un convertidor de seis válvulas con un dispositivo de apagado y diodo por válvula. En aplicaciones FACTS, usualmente habrá la necesidad de un transformador entre las válvulas del convertidor y el sistema de CA; hay por lo tanto una cierta flexibilidad proporcionada por la relación del transformador para igualar la corriente del dispositivo disponible y el voltaje nominal. Un convertidor de seis pulsos basado en un dispositivo por válvula podría producir un máximo rango de, digamos, 5 MVA. Sin embargo, incluso con este bajo rango, un convertidor simple de seis pulsos no es probablemente el mejor camino para la conexión del sistema de CA tomando en cuenta los requerimientos de distorsión armónica. Es necesario hacer decisiones complejas en el uso de grandes filtros contra el orden del pulso y topologías de convertidores PWM o casi PWM, etc., aparte de la flexibilidad requerida por el control.

Un área de atención necesaria para convertidores de un solo dispositivo por válvula es la situación de falla de un dispositivo. El uso de fusibles no sería deseable. No obstante, dados los avances en sensores y tecnología digital de protección, no es razonable sensar un evento

de falla, incluyendo un corto circuito de pocos microsegundos, y el apagado de las válvulas de otro convertidor asociado para una estrategia efectiva de protección segura.

Muchas aplicaciones FACTS involucrarán convertidores con un rango mucho mayor a 5 MVA. El diseñador tiene ahora muchas opciones para encontrar las necesidades de un rango más alto. Esas opciones incluyen:

1. Incrementar el orden del pulso a 12, 24 o 48, con el objeto de reducir las armónicas a un nivel aceptable con 2, 4 u 8 convertidores de seis pulsos debidamente defasados, uno pueda concurrentemente incrementar el rango total de un convertidor a 10, 20 o 40 MVA, aún con un dispositivo de apagado por válvula. Aquí, uno se enfrenta con el cambio de conexiones serie o paralelo en el lado de CD, arreglos tipo de transformadores y entre convertidores de cambio de fase y conexiones serie/paralelo en el lado de CA. Estos acercamientos tienen que ser balanceados con otros medios de reducción de armónicas, adquiriendo flexibilidad dinámica en controles de estado estable, incluyendo tres niveles, PWM, muescas especiales de combinaciones de ellos.
 2. Adaptando una topología de convertidor de tres niveles también se incrementa al doble el voltaje del convertidor y por lo tanto el máximo potencial de capacidad del convertidor de un solo dispositivo por válvula de, digamos 10 MVA por seis pulsos, 20 MVA por doce pulsos y así sucesivamente. La topología de tres niveles proporciona la flexibilidad de un rango limitado de control de voltaje de CA independiente. Pero otra vez, esto tiene que ser balanceado contra la baja frecuencia de PWM o topologías basadas en muescas para lograr control de voltaje de CA independiente. De esta manera, se ve que un convertidor FACTS de rango pequeño puede conseguirse sin tener dispositivos en serie.
 3. Conectar dispositivos en serie es la opción más frecuentemente usada para convertidores de gran potencia. Aquí el problema es asegurar la igual distribución de voltaje entre los dispositivos. Aun cuando la técnica de conexión en serie es bien conocida, se tienen que proporcionar divisores (snubbers) de voltaje y se tienen que hacer algunas concesiones en el rango de voltaje del dispositivo. Es también una práctica usual incluir un dispositivo o diodo extra en serie con cada válvula para asegurar la operación continua en un evento de falla de algún dispositivo. Note que cuando un dispositivo semiconductor de potencia falla, este puede fallar en un corto circuito y continuar conduciendo corriente indefinidamente sin consecuencias adversas, de otra manera que una falla de un segundo dispositivo o diodo en la misma válvula podría tener una falla catastrófica.
 4. Duplicar el número de ramas y conectarlas en paralelo; esto se muestra en la Figura 4.10, en la cual dos ramas se conectan en paralelo vía un inductor con tap central. Estas ramas pueden ser de la variedad de dos niveles o de tres niveles.
 5. Conectar grupos de convertidores en paralelo. De hecho se pueden conectar un gran número de grupos en paralelo más allá de lo que puede ser necesario para incrementar el número de pulsos. Con la conexión en paralelo de convertidores, es necesario tener una estrategia de protección que aisle un convertidor fallado con un mínimo impacto en la operación de otros convertidores. Un convertidor de 48 pulsos con varios convertidores de 6 pulsos conectados en el mismo bus de CD involucra 24 ramas en paralelo. Con sentido de alta velocidad y rápida capacidad de apagado de los dispositivos, la conexión
-

en paralelo de un gran número de ramas es bastante probable. Además, consideraciones de corrientes de falla y funcionamiento de bus en alta corriente, frecuentemente conducirían a una combinación de conexiones en serie y paralelo.

6. Usar una combinación de dos o más de las opciones mencionadas anteriormente o cualquier otra opción no mencionada antes, con el objeto de llevar al convertidor al rango y desempeño requerido. También, dado el alto costo relativo del aislamiento de alto voltaje con transformadores, hay un fuerte incentivo para de algún modo alcanzar un diseño basado en una plataforma e incluso un menor diseño de transformador, particularmente cuando es necesario un convertidor pequeño en una transmisión de gran potencia.

Es obvio que el diseñador tiene un gran número de opciones de donde escoger. Si dos equipos de diseño trabajan separadamente, las disparidades son muchas a favor de ellos llegando a diferentes soluciones. Es por lo tanto importante que el comprador de la tecnología FACTS ponga más atención a las especificaciones del desempeño mas que a los detalles del diseño técnico.

Capítulo V

Compensadores Estáticos en Derivación: SVC y STATCOM

V Compensadores Estáticos en Derivación: SVC y STATCOM

V.1 Objetivos de la Compensación en Derivación

La potencia transmisible de estado estable y el perfil de voltaje a lo largo de una línea controlada puede incrementarse con una debida compensación de potencia reactiva en derivación. El propósito de esta compensación es cambiar las características eléctricas naturales de la línea de transmisión para hacerla más compatible con la demanda de carga. De esta manera, los reactores fijos o mecánicamente switcheados, conectados en derivación, se aplican para minimizar los sobrevoltajes de la línea en condiciones de poca carga y los bancos de capacitores fijos o mecánicamente switcheados se aplican para mantener los niveles de voltaje bajo condiciones de mucha carga.

En este capítulo se indicarán las consideraciones básicas para incrementar la potencia transmisible por medio de una compensación de VARs en derivación, con el objeto de proporcionar una base para la compensación basada en electrónica de potencia y las técnicas de control para hallar los objetivos específicos de tal compensación. El último objetivo de aplicar la compensación de potencia reactiva en derivación a un sistema de transmisión es incrementar la potencia real transmisible. Esto se requiere para mejorar las características de transmisión de estado estable así como la estabilidad del sistema. La compensación de VARs es, de este modo, utilizada para mejorar la regulación de voltaje en el punto medio (o algunos intermedios) de un segmento de línea de transmisión y al final de la línea (sistema radial) para prevenir la inestabilidad de voltaje, así como el control de voltaje dinámico para incrementar la estabilidad transitoria y disminuir las oscilaciones de potencia.

V.1.1 Regulación de voltaje en el punto medio de una línea

Considérese el modelo de transmisión simple de dos máquinas (dos buses) en el cuál se conecta en derivación un compensador de VARs ideal en el punto medio de la línea de transmisión, como se muestra en la Figura 5.1(a). Por simplicidad, la línea se representa únicamente por la inductancia serie de la línea. El compensador se representa como una fuente de voltaje de CA senoidal (de la frecuencia fundamental), en fase con el voltaje en el punto medio, V_m , y con una amplitud idéntica a la de los voltajes de extremo emisor y el extremo receptor ($V_m = V_s = V_r = V$). El compensador en efecto, segmenta la línea de transmisión en dos partes independientes: el primer segmento, con una impedancia de $X/2$, transmite potencia desde el extremo emisor al punto medio y el segundo segmento, también con una impedancia $X/2$, transmite potencia desde el punto medio al extremo receptor. La relación entre los voltaje, V_s , V_r , V_m , (junto con V_{sm} , V_{rm}) y las corrientes de los segmentos de línea, I_{sm} y I_{rm} se muestran en el diagrama fasorial de la Figura 5.1(b). Nótese que en el punto medio de la compensación de VARs se intercambia solamente potencia reactiva con la línea de transmisión en este proceso.

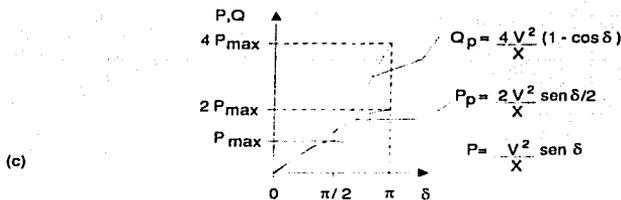
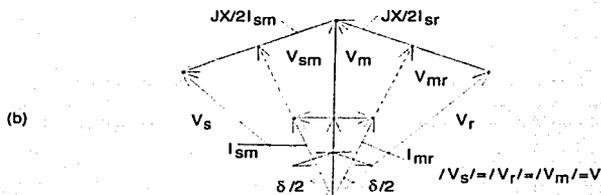
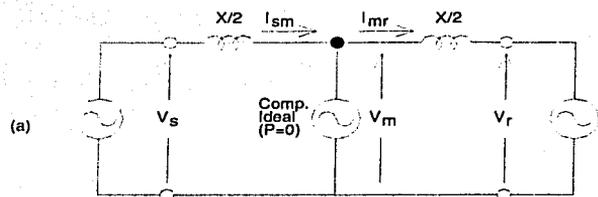


Figura 5.1. Sistema de potencia con dos generadores con un compensador ideal de potencia reactiva en el punto medio (a), diagrama fasorial correspondiente (b), y curva característica de transmisión de potencia contra ángulo que muestra la variación de potencia real P , y la salida de potencia reactiva del compensador Q_p , con ángulo δ (c).

Para obtener las menores pérdidas del sistema, la potencia real es la misma en cada terminal (extremo emisor, punto medio y extremo receptor) de la línea, y puede ser obtenida fácilmente del diagrama fasorial de la Figura 5.1(b), con:

$$V_{sm} = V_{nr} = V \cos \frac{\delta}{4}; \quad I_{sm} = I_{nr} = I = \frac{4V}{X'} \operatorname{sen} \frac{\delta}{4}$$

la potencia transmisible es:

$$P = V_{sm} I_{sm} = V_{nr} I_{nr} = V_m I_m \cos \frac{\delta}{4} = VI \cos \frac{\delta}{4}$$

$$P = 2 \frac{V^2}{X'} \operatorname{sen} \frac{\delta}{2}$$

De manera similar:

$$Q = V I \operatorname{sen} \frac{\delta}{4} = 4 \frac{V^2}{X'} \left(1 - \cos \frac{\delta}{2} \right)$$

La relación entre la potencia real P , la potencia reactiva Q y el ángulo δ para el caso de compensación en derivación ideal, se muestra en la gráfica de la Figura 5.1(c). Puede observarse que la compensación en derivación en el punto medio puede incrementar significativamente la potencia transmisible (al doble de su valor máximo) a expensas de un rápido incremento en la demanda de potencia reactiva en el punto medio del compensador (y también en el extremo de los generadores).

También es evidente que para el sistema unifilar de la Figura 5.1 el punto medio de la línea de transmisión es la mejor localización para el compensador. Esto es debido a que la deficiencia de voltaje a lo largo de la línea de transmisión no compensada es la mayor en el punto medio. También, la compensación en el punto medio divide a la línea de transmisión en dos segmentos iguales para cada uno de los cuales, la máxima potencia transmisible es la misma. Para segmentos desiguales, la potencia transmisible del segmento más largo claramente determinaría el límite de transmisión total.

El concepto de la segmentación de la línea de transmisión puede ser expandido por el uso de múltiples compensadores, localizados en segmentos iguales de la línea de transmisión, como se ilustra para cuatro segmentos de línea en la Figura 5.2. Teóricamente, la potencia transmisible se duplicaría con cada duplicación de los segmentos para la misma longitud total de la línea. Además, con el incremento del número de segmentos, la variación de voltaje a lo largo de la línea rápidamente se decrementaría, aproximándose al caso ideal de perfil de voltaje constante.

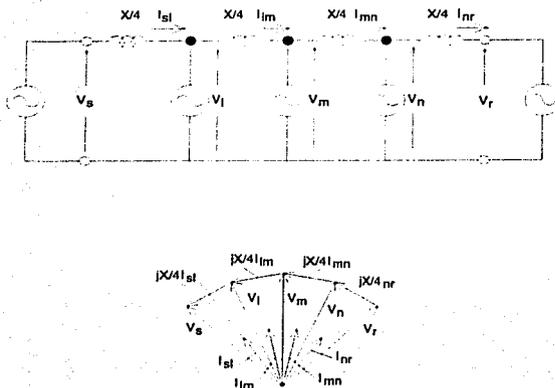


Figura 5.2. Sistema con dos generadores con compensadores ideales de potencia reactiva manteniendo el perfil del voltaje de transmisión constante por la segmentación de línea y diagrama fasorial asociado.

Se aprecia que la configuración de una compensación distribuida, depende de la respuesta instantánea, la generación ilimitada de VARs y la capacidad de absorción de los compensadores en derivación empleados; los cuáles tendrían que permanecer en sincronismo con fase predominante de los voltajes de los segmentos y manteniendo la amplitud predefinida del voltaje de transmisión, independiente de la variación de la carga. Tal sistema, sin embargo, tendería a ser muy complejo y probablemente demasiado caro, para ser práctico, particularmente si la estabilidad y los requerimientos de confiabilidad bajo condiciones de contingencias apropiadas también son considerados. No obstante, la practicabilidad de la segmentación de línea, limitada usando compensadores estáticos de VARs controlados por tiristores, ha sido demostrada en la línea de transmisión más larga construida, con 600 millas de longitud y tensión de 735 kV del sistema de potencia de Hydro-Quebec. Esta fue construida para transmitir más de 12000 MW de potencia desde el complejo hidroeléctrico James Bay a la ciudad de Montreal y a las empresas eléctricas vecinas de Estados Unidos. Más importante aún, los beneficios del soporte de voltaje controlado por compensación en derivación, en líneas de transmisión de lugares estratégicos del sistema de potencia, han sido demostrados en numerosas instalaciones en diversas partes del mundo.

V.1.2 Soporte de voltaje en el extremo receptor de la línea para prevenir inestabilidad de voltaje

El soporte de voltaje en el punto medio del sistema de transmisión de potencia de dos máquinas síncronas, discutido anteriormente, puede fácilmente extenderse a un caso más especial, la transmisión radial. De hecho, si una carga pasiva, que consume potencia P y voltaje V , se conecta en el punto medio, en lugar del extremo receptor del sistema de potencia (el cual incluye el extremo receptor, generador y línea de transmisión con reactancia $X/2$), el extremo emisor generador con impedancia $X/2$ y la carga, representarían un sistema radial simple. Claramente sin compensación, el voltaje en el punto medio (el cual es ahora el mismo del extremo receptor) variaría con la carga (y con el factor de potencia de la carga).

En la Figura 5.3(a) se muestra un sistema radial simple con reactancia de línea X e impedancia de carga Z , así como la gráfica de voltaje terminal normalizado V , contra la potencia P con varios factores de potencia, dentro del rango de 0.8 atrasado a 0.9 adelantado. El punto "nariz" en cada gráfica dada, para un factor de potencia específico, representa la inestabilidad de voltaje correspondiente a la condición del sistema. Debe notarse que el límite de estabilidad de voltaje decrece con cargas inductivas y se incrementa con cargas capacitivas.

Las características inherentes del circuito de estructura radial simple y la gráfica mostrada de V , contra P , claramente indica que la compensación de potencia reactiva en derivación puede efectivamente incrementar el límite de estabilidad suministrando la carga reactiva y regulando el voltaje terminal ($V - V_0 = 0$) como se ilustra en la Figura 5.3(b). Es evidente que para una línea radial, el final de la línea, donde se experimenta la mayor variación de voltaje, es el mejor lugar para la localización del compensador. (Recordar que, en contraste, el punto medio es el mejor lugar para la localización en una línea que interconecta dos buses del sistema de CA).

La compensación de potencia reactiva en derivación es frecuentemente utilizada en aplicaciones prácticas para regular el voltaje en un bus dado con variaciones de carga o para proporcionar soporte de voltaje para la carga cuando, debido a la generación o a la desconexión de una línea, la capacidad del extremo emisor se hace insuficiente. Un ejemplo encontrado frecuentemente es cuando una gran área de carga es alimentada desde dos o más plantas de generación con líneas de transmisión independientes. (Esto frecuentemente pasa cuando la potencia generada localmente se vuelve inadecuada para suministrar un área de carga creciente y la potencia adicional se importa sobre una línea de transmisión separada). La pérdida de una de las fuentes de potencia podría repentinamente incrementar la demanda de carga en la parte restante del sistema, causando una severa depresión de voltaje que podría resultar en un colapso final de voltaje.

V.1.3 Mejora de la Estabilidad Transitoria

La compensación de potencia reactiva en derivación puede incrementar significativamente la máxima potencia transmissible. De esta manera, es razonable esperar que, con controles rápidos y apropiados, la compensación de potencia reactiva en derivación será capaz de cambiar el flujo de potencia del sistema durante y después de los disturbios dinámicos, de

modo que incrementa el límite de estabilidad transitoria y proporciona una efectiva disminución en la oscilación de potencia.

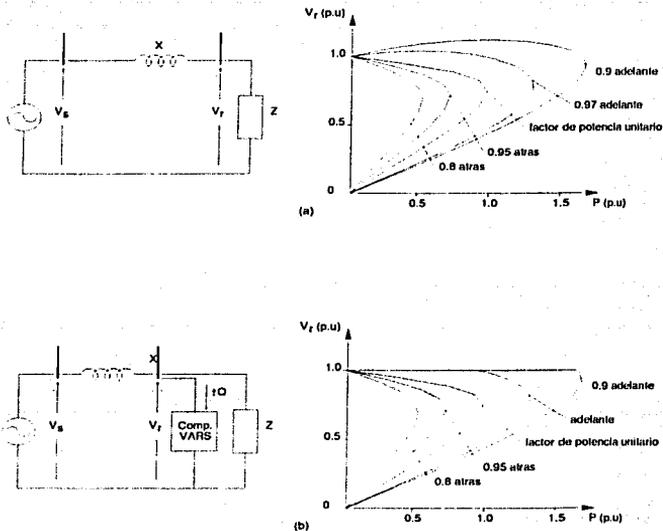


Figura 5.3. Variación del límite de estabilidad de voltaje en una línea radial con carga, y factor de potencia de la carga (a), y la extensión de éste límite por compensación de potencia reactiva en derivación. (b).

El potencial de efectividad de la conexión en derivación (así como otras compensaciones y técnicas de control de flujo) en la mejora de la estabilidad transitoria puede ser evaluada convenientemente por medio del *criterio de las áreas iguales*. El método del criterio de las áreas iguales se explica con la ayuda de un sistema simple de dos líneas, dos máquinas (el extremo receptor es un bus infinito) mostrado en la Figura 5.4(a) y las curvas correspondientes a P contra δ mostradas en la Figura 5.4(b). Supongamos que el sistema completo se caracteriza por la curva P vs δ "a" y se opera en un ángulo δ , para transmitir la potencia P_t cuando ocurre una falla en el segmento de línea "1". Durante la falla el sistema se caracteriza por la curva P vs δ "b" y de esta manera, sobre este periodo, la potencia eléctrica transmitida

decrece significativamente mientras la entrada de potencia mecánica del extremo emisor generador permanece sustancialmente constante corresponde a P_1 . Como un resultado, el generador se acelera y el ángulo de transmisión se incrementa de δ_1 a δ_2 en el cual los interruptores de protección desconectan el segmento de línea fallada "1" y el extremo emisor absorbe la energía de la aceleración, representada por el área "A1". Después del libramiento de la falla, sin el segmento de línea "1", el sistema degradado se caracteriza por la curva P vs δ "c". En un ángulo δ_2 en la curva "c", la potencia transmisible excede la entrada de potencia mecánica P_1 y el extremo emisor generador empieza a desacelerar; no obstante, el ángulo δ continúa incrementándose, debido a la energía cinética almacenada en la máquina. El ángulo máximo se alcanza en δ_3 , donde la energía de desaceleración, representada por el área "A2", se vuelve igual a la energía de aceleración, representada por el área "A1". El límite de estabilidad transitoria se alcanza en $\delta_3 = \delta_{crit}$ mas allá del cuál la energía de desaceleración no balancearía la energía de aceleración y el sincronismo entre el extremo emisor y el extremo receptor no podría ser restaurado. El área "A_{margen}" entre δ_2 y δ_{crit} representa el margen de estabilidad transitoria del sistema.

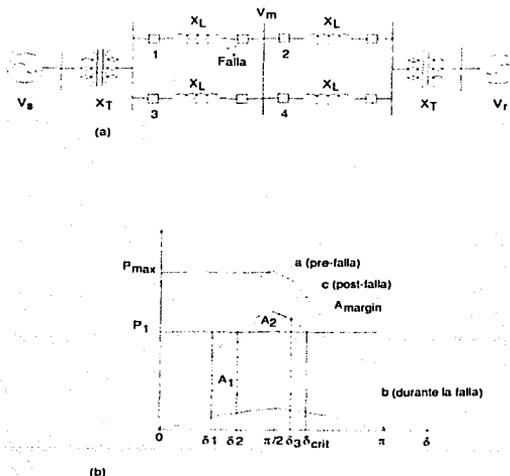


Figura 5.4. Ilustración del criterio de las áreas iguales para estabilidad transitoria de un sistema de potencia de dos líneas de transmisión y dos generadores.

De la discusión general anterior, es evidente que la estabilidad transitoria en un nivel de transmisión de potencia y con un tiempo de libramiento de la falla dados, se determina por la característica P vs δ en el sistema de post falla. Ya que una compensación de potencia reactiva apropiada puede proporcionar un soporte de voltaje efectivo, se puede incrementar la capacidad de transmisión del sistema de post falla y por lo tanto, mejorar la estabilidad transitoria.

Por comparación, el criterio de las áreas iguales anteriormente explicado se aplica aquí en una manera muy simplificada, con la suposición que el sistema monofásico original mostrado en la Figura 5.1(a) representa ambos, el sistema de pre-falla y el de post-falla. (La impracticabilidad del sistema monofásico y la validez cuestionable de esta suposición no tiene efecto en esta comparación cualitativa, pero mejora la cualidad visual considerablemente). Suponga que este sistema de la Figura 5.1(a) con o sin el compensador en derivación del punto medio, transmite la misma potencia de estado estable. Supongamos que ambos, el sistema no compensado y el compensado se sujetan a la misma falla por el mismo periodo. El comportamiento dinámico de estos sistemas se ilustra en la Figura 5.5(a) y (b). Antes de la falla de ambos, la potencia transmitida es P_m (el subíndice m significa "mecánica") en ángulos δ_1 y δ_{s1} , respectivamente. Durante la falla, la potencia eléctrica transmitida (del sistema monofásico considerado) se hace cero cuando la entrada de potencia mecánica de los generadores permanece constante (P_m). Por consiguiente, el generador del extremo emisor acelera desde los ángulos de estado estable δ_1 y δ_{s1} a los ángulos δ_2 y δ_{s2} , respectivamente, cuando se libera la falla. Las energías de aceleración se representan por las áreas A_1 y A_{p1} . Después del libramiento de la falla, la potencia eléctrica transmitida supera la entrada de potencia mecánica y la máquina del extremo emisor desacelera, pero la energía cinética acumulada se incrementa hasta que se logra un balance entre la energía acelerante y la desacelerante, correspondientes a las áreas A_1 , A_{p1} y A_2 , A_{p2} , respectivamente, se alcanza en δ_3 y δ_{s3} , representados las máximas oscilaciones angulares para los dos casos. Las áreas entre la curva P vs δ y la línea constante P_m sobre los intervalos definidos por los ángulos δ_1 y δ_{crit} , y δ_{s1} y δ_{crit} , respectivamente, determinan el margen de estabilidad transitoria, que es la "no usada" y todavía disponible energía desacelerante, representada por las áreas A_{margin} y $A_{pmargin}$.

La comparación de las Figuras 5.5(a) y (b) claramente muestra un sustancial incremento en el margen de estabilidad transitoria, la compensación ideal en el punto medio con salida de VARs no restringida puede proporcionarse con una segmentación efectiva de la línea de transmisión. Alternativamente, si el sistema no compensado tiene suficiente margen de estabilidad transitoria, la compensación en derivación puede incrementar considerablemente la potencia transmisible sin el decremento de este margen.

En la discusión anterior, se supone que el compensador en derivación es ideal. El adjetivo "ideal" aquí significa que la amplitud del voltaje del punto medio permanece constante todo el tiempo, excepto posiblemente durante fallas, y su ángulo de fase sigue las oscilaciones angulares del generador así que el compensador no estaría involucrado en el intercambio de potencia real, pero continuamente proporcionaría la potencia reactiva necesaria. Como muestra la Figura 5.1(c), la demanda de potencia reactiva en el punto medio del compensador se incrementa rápidamente con un incremento de la transmisión de potencia, alcanzando su máximo valor igual a 4 en por unidad, en el límite máximo de transmisión de potencia real de

estado estable de 2 en por unidad. Por obvias razones económicas, la máxima salida de VARs de un compensador en derivación práctico es normalmente considerablemente menor que la requerida para la compensación total. De esta manera, un compensador práctico puede funcionar como uno ideal solamente cuando la demanda de compensación de VARs no excede este rango. Por encima de su rango máximo, el compensador se vuelve a una impedancia reactiva constante o una fuente de corriente reactiva constante, dependiendo del circuito empleado para la generación de potencia reactiva. El rango necesario del compensador es usualmente determinado por estudios de planeación, para encontrarse con los objetivos de flujo de potencia deseado con márgenes de estabilidad definidos bajo condiciones de contingencia del sistema específico.

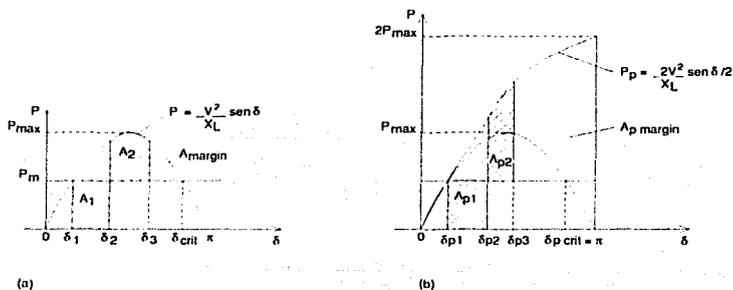


Figura 5.5. Criterio de las áreas iguales para ilustrar el margen de estabilidad transitoria para un sistema simple de dos generadores sin compensación (a), y con un compensador ideal en el punto medio (b).

En la explicación del criterio de las áreas iguales en el principio de esta sección, se hace una distinción clara entre el sistema de potencia de pre-falla y post-falla. Es importante notar que desde el punto de vista de la estabilidad transitoria, y en consecuencia de la seguridad total del sistema, el sistema de post-falla es el único que cuenta. Esto es, los sistemas de potencia son normalmente diseñados para ser transitoriamente estables, con escenarios de contingencias de pre-falla definidos y degradación del sistema post-falla, cuando son sujetos al mayor disturbio (falla). Debido a esta filosofía de diseño, la capacidad actual de los sistemas de transmisión es considerablemente mayor que aquel en el cual se usan normalmente. De este modo, puede parecer técnicamente plausible (y económicamente mejor) emplear técnicas de compensación de acción rápida, en lugar de compensación total de la red, específicamente para manejar eventos dinámicos e incrementar la capacidad de transmisión del sistema degradado bajo las contingencias encontradas.

V.1.4 Amortiguación de Oscilación de Potencia

En el caso de un sistema de potencia de baja amortiguación, cualquier disturbio menor puede causar que el ángulo de la máquina oscile alrededor de su valor de estado estable en la frecuencia natural del sistema electromecánico total. La oscilación del ángulo, por supuesto, resulta en una correspondiente oscilación de potencia alrededor de la potencia transmitida de estado estable. La carencia de suficiente amortiguamiento puede ser un problema mayor en algunos sistemas de potencia y, en algunos casos, puede ser el factor limitante de la potencia transmitida.

Ya que la oscilación de potencia es un evento dinámico sostenido, es necesario variar la compensación en derivación aplicada, y por consiguiente, el voltaje (del punto medio) de la línea de transmisión, para contrarrestar las oscilaciones de aceleración y desaceleración de la los disturbios de la máquina(s). Eso es, cuando el generador se acelera y oscila rotacionalmente y el ángulo δ se incrementa ($d\delta/dt > 0$), la potencia eléctrica transmitida debe incrementarse para compensar el exceso de entrada de potencia mecánica. A la inversa, cuando el generador desacelera y el ángulo δ se decrementa ($d\delta/dt < 0$), la potencia eléctrica debe ser decrementada para balancear la insuficiente entrada de potencia mecánica. (Se supone que la entrada de potencia mecánica es esencialmente constante en el marco de un ciclo de oscilación).

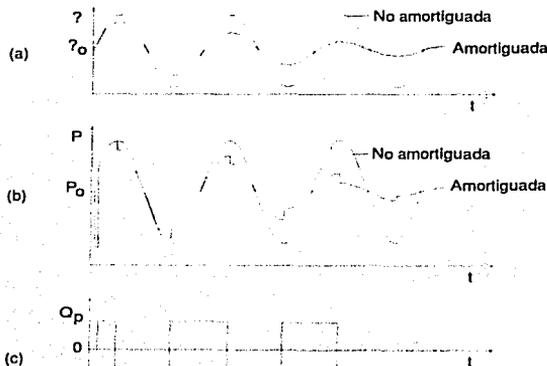


Figura 5.6. Formas de onda que ilustran el amortiguamiento de oscilación de potencia por compensación de potencia reactiva en derivación: (a) ángulo del generador, (b) potencia transmitida, y (c) salida de VARs del compensador en derivación.

Los requerimientos del control de salida de VARs, y el proceso de amortiguamiento de oscilación de potencia se ilustran en las formas de onda de la Figura 5.6. Las formas de onda en la Figura 5.6(a) muestran las oscilaciones amortiguada y no amortiguada de un ángulo δ alrededor del valor de estado estable δ_0 . Las formas de onda de la Figura 5.6(b) muestran las oscilaciones amortiguadas y no amortiguadas de la potencia eléctrica P alrededor del valor de estado estable P_0 . (La caída momentánea en la potencia mostrada al principio de la forma de onda representa un disturbio que inicia la oscilación).

La forma de onda c muestra la salida de potencia reactiva Q_p del compensador estático de VARs conectado en derivación. La salida capacitiva (positiva) del compensador incrementa el voltaje del punto medio y la potencia eléctrica transmitida cuando $d\delta/dt > 0$, y decrece cuando $d\delta/dt < 0$.

Como muestra la ilustración, la salida de VARs se controla en una manera "bang-bang" (la salida se varía entre los valores máximo y mínimo). Este tipo de control es generalmente considerado como el más efectivo, particularmente si existen grandes oscilaciones. No obstante, para amortiguaciones de potencia relativamente pequeñas es preferible una estrategia que varía la salida controlada del compensador continuamente, de acuerdo con el ángulo de potencia del generador.

V.1.5 Resumen de los Requerimientos del Compensador

Los requerimientos funcionales de los compensadores de potencia reactiva usados para incrementar la potencia de transmisión, mejorar el voltaje y la estabilidad transitoria y el amortiguamiento de oscilación de potencia, pueden resumirse como sigue:

- El compensador debe permanecer en operación síncrona con el sistema de CA en el bus compensado, bajo todas las condiciones de operación, incluyendo los disturbios mayores. El voltaje del bus debe perderse temporalmente debido a las fallas más cercanas, el compensador debe ser capaz de recapturar el sincronismo inmediatamente después del libramiento de la falla.
- El compensador debe regular el voltaje del bus para soporte de voltaje y mejora de la estabilidad transitoria, o controlarlo para el amortiguamiento de oscilaciones y mejora de la estabilidad transitoria, de acuerdo a las condiciones que requiera el sistema.
- Para una línea de transmisión que conecta dos sistemas, la mejor localización para la compensación de VARs es el punto medio; para un alimentador radial que alimenta una sola carga, la mejor localización es en el extremo de la carga.

Todas las aproximaciones de estado estable para generación de VARs y control pueden enfrentarse con los requerimientos de compensación dinámica y de estado estable de los sistemas de potencia. No obstante, hay diferencias considerables en las características funcionales y tiempos de respuesta alcanzables así como en sus evaluaciones de capital y costos operativos relacionados a los requerimientos de espacio e instalación, y pérdidas en el criterio de evaluación.

V.2 Métodos de Generación Controlable de VARs

Por definición, los capacitores generan y los reactores (inductores) absorben potencia reactiva cuando se conectan a una fuente de CA. Éstos han sido usados junto con interruptores mecánicos para controlar la generación y absorción de VARs desde los tempranos días de la transmisión de CA. La generación o absorción de VARs variable continuamente para una compensación dinámica del sistema fue proporcionada originalmente por máquinas síncronas rotatorias subexcitadas o sobreexcitadas y más tarde, por reactores de saturación en conjunto con capacitores fijos.

Desde los tempranos 1970's, tiristores de conmutación de línea en conjunto con capacitores y reactores han sido empleados en varias configuraciones de circuitos para producir una salida variable de potencia reactiva. Estos en efecto, proporcionan una impedancia en derivación variable por un switcheo sincronizado de capacitores y/o reactores "dentro" y "fuera" de la red. Usando un control de switcheo apropiado, la salida de VARs puede ser controlada continuamente desde un salida capacitiva máxima a una salida inductiva máxima en un bus dado de voltaje. Los tiristores más recientes GTO (Gate Turn Off) y otros semiconductores de potencia con capacidad interna de apagado han sido usados en circuitos de convertidor de switcheo para generar o absorber potencia reactiva sin el uso de capacitores o reactores de CA. Este funcionamiento como compensadores síncronos ideales (condensadores), en el cual la magnitud de voltaje de CA internamente generado se varía para controlar la salida de VARs. La totalidad de los diferentes circuitos de potencia de semiconductores, con sus controles internos habilitándolos para producir una salida de VARs proporcional a una entrada de referencia, son llamados conjuntamente por el IEEE y el CIGRE, *generadores estáticos de VARs (SVG por sus siglas en inglés)*. De esta manera, un *compensador estático de VARs (SVC)* es, según la definición conjunta del IEEE – CIGRE, un generador estático de VARs cuya salida se varía para mantener o controlar parámetros específicos (por ejemplo: voltaje, frecuencia) del sistema eléctrico de potencia. Es importante apreciar la diferencia entre estos dos términos, generador estático de VARs y compensador estático de VARs. Desde el punto de vista de una "caja negra", el generador estático de VARs es un dispositivo con autofuncionamiento suficiente que proporciona la corriente reactiva controlable de una fuente de potencia de corriente alterna. La entrada de control del generador de VARs puede ser una corriente arbitraria (dentro del rango de operación), impedancia o señal de potencia de referencia que el SVG establecerá como su salida. De esta manera, el generador estático de VARs puede ser visto como un amplificador de potencia que reproduce fielmente la señal de referencia en el nivel de potencia deseado. El uso funcional del generador de VARs es claramente definido por la señal de referencia proporcionada. Consecuentemente, de acuerdo con la definición del IEEE – CIGRE, un generador estático de VARs se convierte en un compensador estático de VARs cuando es equipado con controles especiales externos (o sistema), los cuales derivan la referencia necesaria para su entrada de los requerimientos de operación y las variables predominantes del sistema de potencia, para ejecutar la compensación deseada de la línea de transmisión. Esto significa que diferentes tipos de generadores de VARs pueden operarse con el mismo control externo para proporcionar sustancialmente las mismas funciones de compensación. Evidentemente, el tipo y estructura del generador de VARs determinará finalmente las características básicas de operación (por ejemplo: voltaje vs salida de VARs, tiempo de respuesta, generación de armónicos), mientras que las características externas de control las capacidades funcionales (por ejemplo: regulación de voltaje, control de factor de potencia, amortiguamiento de oscilaciones de potencia).

Los modernos generadores estáticos de VARs se basan en circuitos de switcheo de semiconductores de gran potencia. Estos circuitos de switcheo inherentemente determinan algunas de las características importantes de operación, tales como el voltaje aplicado contra la salida de corriente reactiva obtenible, generación de armónicas, pérdidas contra salida de VARs y tiempo de respuesta asequible, fijando los límites para el funcionamiento obtenido del generador de VARs e, independientemente de los controles externos usados, finalmente. A continuación se describen los principios de operación y características de los dos tipos de generadores estáticos de VARs usados actualmente: aquellos que emplean reactores controlados por tiristor y capacitores fijos y/o switcheados por tiristor para obtener una impedancia reactiva variable y aquellos que emplean un convertidor de potencia de switcheo para obtener una fuente de voltaje síncrona controlable.

V.2.1 Generadores Estáticos de VARs de Impedancia Variable

El funcionamiento y características de operación de los generadores de VARs del tipo impedancia se determinan por sus principales constituyentes controlados por tiristor: el reactor controlado por tiristor y el capacitor switcheado por tiristor.

Reactor Controlado por Tiristor y Reactor Switcheado por Tiristor (TCR y TSR por sus siglas en Inglés). Un reactor monofásico elemental controlado por tiristor (TCR) se muestra en la Figura 5.7(a). Consiste en un reactor fijo (usualmente con núcleo de aire) de inductancia L y una válvula bidireccional de tiristor (o switch) SW. Los grandes tiristores disponibles en la actualidad pueden tener bloques de voltaje de 4000 a 9000 V y conducir corrientes de 3000 a 6000 A. De esta manera, en una válvula práctica, muchos tiristores (típicamente de 10 a 20) se conectan en serie para obtener los niveles de voltaje de bloque requeridos en el rango de potencia dado. Una válvula de tiristor puede empezar la conducción por la aplicación simultánea de un pulso en el gate de todos los tiristores de la misma polaridad. La válvula automáticamente se bloqueará después del cruce por cero de la corriente de CA, aménos que la señal en el gate se reaplique.

La corriente en el reactor puede ser controlada desde la máxima (con la válvula del tiristor cerrada) a cero (con la válvula del tiristor abierta) por el método de control de defasamiento del ángulo de disparo. Esto es, el cierre de la válvula del tiristor se retrasa con respecto al pico del voltaje aplicado en cada medio ciclo, y de este modo se controla la duración de los intervalos de conducción de corriente. Este método de control de corriente, se ilustra separadamente para los medios ciclos positivo y negativo en la Figura 5.7(b) donde se muestran el voltaje aplicado V y la corriente del reactor $i_L(\alpha)$, en cero ángulo de defasamiento (switch totalmente cerrado) y en un ángulo de defasamiento arbitrario α . Cuando $\alpha = 0$, la válvula SW cierra en la cresta del voltaje aplicado y evidentemente la corriente resultante en el reactor será la misma que la obtenida en estado estable con switch permanentemente cerrado. Cuando el disparo de la válvula se defasa en un ángulo α ($0 \leq \alpha \leq \pi/2$) con respecto a la cresta de voltaje, la corriente en el reactor puede ser expresado con $v(t) = V \cos \omega t$ como sigue:

$$i_L = \frac{1}{L} \int_t^{\infty} v(t) dt = \frac{V}{\omega L} (\text{sen} \omega t - \text{sen} \alpha) \quad (5.4)$$

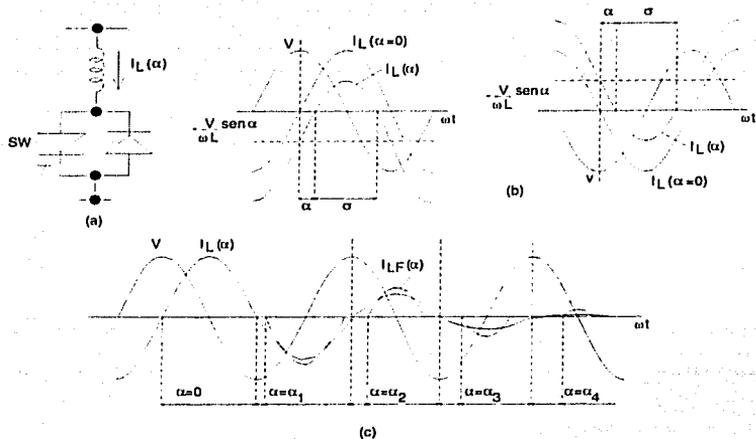


Figura 5.7. Reactor controlado por tiristor básico (a), control por retraso del ángulo de disparo (b), y formas de onda de operación (c).

Ya que la válvula del tiristor, por definición se abre cuando la corriente cruza por cero (5.4) es válido para el intervalo $\alpha \leq \omega t \leq \pi - \alpha$. Para los subsecuentes intervalos de medio ciclo positivos, la misma expresión obviamente sigue siendo válida. Para los subsecuentes intervalos de medio ciclo negativos, el signo de los términos en (5.4) se hacen opuestos.

En (5.4) el término $(V/\omega L) \text{sen} \alpha$ es simplemente para un α dependiente constante, en el cual se ve la corriente senoidal obtenida y asimismo adelantada para medios ciclos de corriente negativa, como se ilustra en la Figura 5.7(b). Ya que la válvula automáticamente se apaga en el instante de cruce por cero de la corriente (el cual para menores pérdidas del reactor, es simétrica con respecto a los ejes de tiempo en el instante de encendido con respecto al pico de la corriente), este proceso actualmente controla el intervalo de conducción (o ángulo) de la válvula de tiristor. Eso es, el ángulo de defasamiento α define el ángulo de conducción prevaeciente σ : $\sigma = \pi - 2\alpha$. De esta manera, como el ángulo de defasamiento α se incrementa, el correspondiente incremento de offset resulta en una reducción del ángulo de conducción σ de la válvula y en la consecuente reducción de corriente en el reactor. En el máximo defasamiento de $\alpha = \pi/2$, el offset también alcanza su máximo de $V/\omega L$, en el cuál

ambos, el ángulo de conducción y la corriente del reactor se hacen cero. Se nota que los dos parámetros, el defasamiento angular α y el ángulo de conducción σ , son equivalentes, y por lo tanto, el TCR puede ser caracterizado por cualquiera de ellos; su uso está de acuerdo con la preferencia del diseñador. Por esta razón, las expresiones relativas al TCR pueden encontrarse en la literatura en términos de α o de σ .

Es evidente que la magnitud de la corriente en el reactor puede variarse continuamente por el método de control de defasamiento desde un máximo ($\alpha = 0$) a cero ($\alpha = \pi/2$), como se ilustra en la Figura 5.7(c), donde la corriente en el reactor $i_r(\alpha)$ junto con su componente fundamental $i_{LF}(\alpha)$ se muestran con varios defasamientos angulares, α . Nótese que, sin embargo, el ajuste de la corriente en el reactor puede tomar lugar solamente una vez en cada medio ciclo, en un intervalo de 0 a $\pi/2$ (intervalo de disparo). Esta restricción resulta en un defasamiento de la corriente de control obtenida. El peor caso de defasamiento, cuando la corriente cambia de máximo a cero (o viceversa), es un medio ciclo del voltaje de CA aplicado.

La amplitud $I_{LF}(\alpha)$ de la corriente fundamental del reactor $i_{LF}(\alpha)$ puede ser expresada como una función del ángulo α :

$$I_{LF}(\alpha) = \frac{V}{\omega L} \left(1 - \frac{2}{\pi} \alpha - \frac{1}{\pi} \text{sen} 2\alpha \right) \quad (5.5a)$$

donde V es la amplitud del voltaje de CA aplicado, L es la inductancia del reactor controlado por tiristor y ω es la frecuencia angular del voltaje aplicado. La variación de la amplitud $I_{LF}(\alpha)$, normalizada para la máxima corriente $I_{LF\text{max}}$, ($I_{LF\text{max}} = V/\omega L$), se muestra graficada contra el ángulo de defasamiento α en la Figura 5.8.

Es claro de la Figura 5.8 que el TCR puede controlar continuamente la corriente fundamental desde cero (válvula abierta) a un máximo (válvula cerrada) como si fuera una admitancia reactiva variable. De esta manera, se puede definir una admitancia reactiva efectiva, $B_L(\alpha)$ para el TCR. Esta admitancia, como una función del ángulo α , puede escribirse directamente de (5.5a), como:

$$B_L(\alpha) = \frac{1}{\omega L} \left(1 - \frac{2}{\pi} \alpha - \frac{1}{\pi} \text{sen} 2\alpha \right) \quad (5.5b)$$

Evidentemente, la admitancia $B_L(\alpha)$ varía en la misma manera que la corriente fundamental $i_{LF}(\alpha)$.

El significado de (5.5b) es que en cada defasamiento angular α una admitancia efectiva $B_L(\alpha)$ puede ser definida como aquella que determina la magnitud de la corriente fundamental,

$I_{LF}(\alpha)$, para el TCR en un voltaje aplicado V dado. En la práctica, la amplitud máxima del voltaje aplicado y de la correspondiente corriente será limitada por los rangos de los componentes de potencia (reactor y válvula de tiristor) usados. De esta forma, un TCR práctico puede operarse en cualquier lugar del un área definida $V-I$, las fronteras de las cuáles se determina los rangos máximos de admitancia obtenible, voltaje y corriente, se ilustran en la Figura 5.9(a). Los límites del TCR se establecen por el diseño de los requerimientos reales de operación.

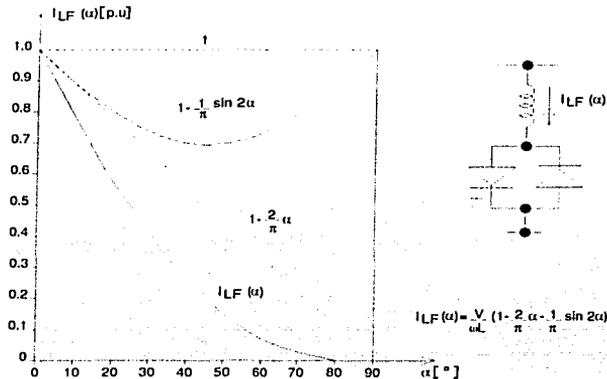


Figura 5.8. Variación en la amplitud de la corriente fundamental del TCR con un defasamiento angular α .

Si el switcheo del TCR se restringe a un defasamiento angular fijo, usualmente $\alpha = 0$, entonces éste se convertirá en un reactor switcheado por tiristor (TSR). El TSR proporciona una admitancia inductiva fija y de esta manera, cuando se conecta al sistema de CA, la entrada de corriente reactiva será proporcional al voltaje aplicado como lo indica la gráfica $V-I$ de la Figura 5.9(b). Varios TSR's pueden proporcionar una admitancia reactiva controlable en una forma de pasos. Si los TSR's se operan con $\alpha = 0$, la corriente de estado estable resultante será puramente senoidal.

La Figura 5.7(b) muestra que el control del ángulo de conducción, caracterizando la operación del TCR resulta en una forma de onda de corriente senoidal en el reactor. En otras palabras, el reactor controlado por tiristor, en adición a la corriente fundamental requerida, también genera armónicas. Para corrientes de medio ciclo idénticas, solamente se generan armónicas impares.

Las amplitudes de éstas están en función del ángulo α , como se expresa en la siguiente ecuación:

$$I_{Ln}(\alpha) = \frac{V}{\omega L} \frac{4}{\pi} \left\{ \frac{\text{sen}\alpha \cos(n\alpha) - n \cos \alpha \text{sen}(n\alpha)}{n(n^2 - 1)} \right\} \quad (5.6)$$

donde $n = 2k + 1$, $k = 1, 2, 3, \dots$

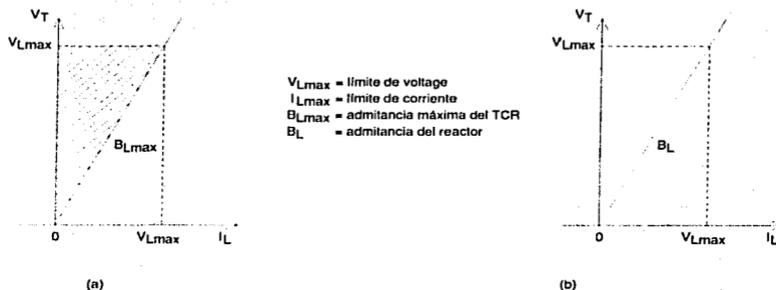


Figura 5.9. Área V-I de operación del TCR (a) y del TSR (b).

La variación en la amplitud de las armónicas, expresada como porcentaje de la corriente fundamental máxima, se muestra graficada contra α en la Figura 5.10.

En un sistema trifásico se usan tres reactores controlados por tiristor monofásicos, usualmente en conexión delta. Bajo condiciones balanceadas, las corrientes armónicas n-triples (3ra, 9na, 15ta, etc.) circulan en los TCR's conectados en delta y no entran al sistema de potencia. Las magnitudes de las otras armónicas generadas por los reactores controlados por tiristor pueden reducirse por varios métodos.

Un método, particularmente ventajoso para aplicaciones de alta potencia, emplea m ($m \geq 2$) TCR's conectados en paralelo, cada uno con $1/m$ del total del rango requerido. Los reactores son controlados "secuencialmente", eso es, solamente uno de los m reactores es controlado por defasamiento angular, y cada uno de los restantes $m-1$ reactores esta, o completamente "encendido" o completamente "apagado", dependiendo de la potencia reactiva total requerida, como se ilustra para cuatro reactores en la Figura 5.11. En esta forma, la amplitud de todas las armónicas se reduce en un factor m con respecto a la máxima corriente fundamental nominal. Además, las pérdidas asociadas con este esquema, son generalmente menores que aquellas

que caracterizan un TCR con rango equivalente debido a la reducción de las pérdidas de *switcheo*.

Otro método emplea un arreglo de TCR de 12 pulsos. En este, se usan dos reactores trifásicos idénticos controlados por tiristor conectados en delta, uno operado desde devanados conectados en estrella y el otro desde los devanados conectados en delta del secundario de un transformador de acoplamiento. (Otros tipos de arreglos de transformadores que proporcionen dos juegos de voltajes trifásicos defasados 30° pueden también ser utilizados). Debido al defasamiento de 30° entre los voltajes relativos de los dos devanados del transformador, la 5ta, 7ma, 17ma, 19na, generalmente corrientes armónicas de orden $6(2k-1)-1$ y $6(2k-1)+1$, $k = 1, 2, 3, \dots$ se cancelan, resultando una salida de corriente cercanamente senoidal, para todos los ángulos de defasamiento, como se ilustran en las formas de onda de corriente de la Figura 5.12.

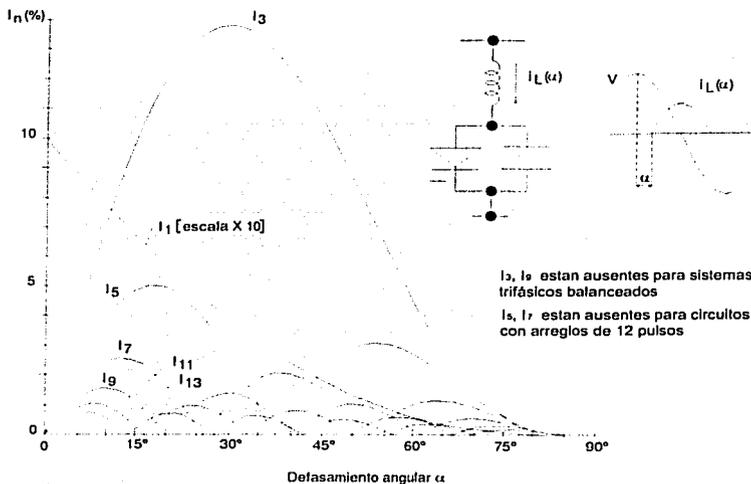


Figura 5.10. Amplitudes de las componentes armónicas en la corriente del TCR contra el defasamiento angular α .

Más allá de la cancelación de armónicas, es posible operar tres o más TCR's conectados en delta desde voltajes con ángulos de defasamiento apropiados. En la práctica, sin embargo, esos arreglos de circuitos de 18 y más pulsos tienden a ser demasiado complejos y costosos. También se incrementa la dificultad de encontrar los requerimientos de simetría, debido al posible desbalance en los voltajes del sistema de CA, para lograr una reducción significativa en las amplitudes de las armónicas de mas alto orden. Por estas razones, las grandes configuraciones de 12 pulsos o más son raramente utilizadas. Debe notarse que esta afirmación generalmente aplica solo para circuitos con conmutación de línea empleando tiristores convencionales. La construcción de la forma de onda del voltaje de salida de circuitos de potencia autoconmutados es ampliamente independiente de los voltajes del sistema de CA y grandes, estructuras de convertidores de fuente de voltaje típicamente 48 o 24 pulsos han sido usadas en todas las instalaciones de compensadores de alta potencia existentes.

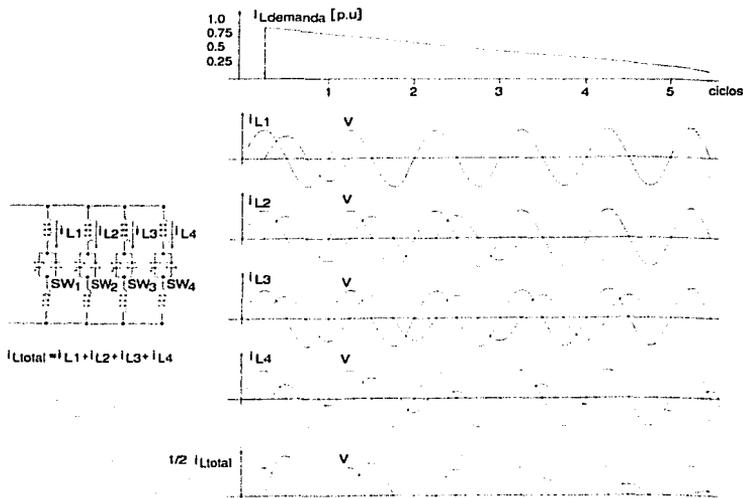


Figura 5.11. Formas de onda que ilustran el método para controlar cuatro bancos TCR "secuencialmente" para llevar a cabo la reducción armónica.

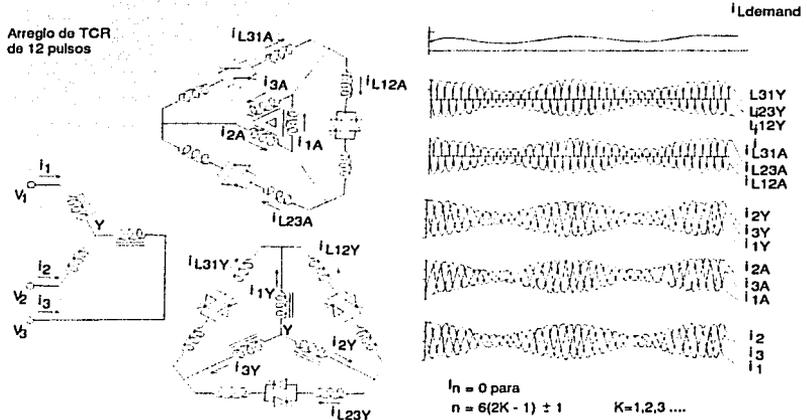


Figura 5.12. Arreglo de 12 pulsos para dos juegos de reactores controlados por tiristor y formas de onda asociadas.

Si las armónicas generadas por el TCR no pueden ser reducidas suficientemente por arreglos de circuitos, tal como el sistema de cuatro reactores de la Figura 5.11 o la estructura de 12 pulsos de la Figura 5.2, para poder encontrar la especificación de los requerimientos de razones económicas o prácticas (lo cual es frecuentemente el caso), se emplean filtros de armónicos. Normalmente esos filtros son secciones LC y LCR serie en paralelo con el TCR y se afinan para las armónicas dominantes, tal como la 5ta, 7ma y ocasionalmente, la 11ra y 13ra, usualmente con una sección paso altas adicional. El filtro paso altas se implementa algunas veces conectando en paralelo con el reactor de una de las ramas de filtros LC con un resistor con el objeto de mantener una atenuación razonable de las frecuencias más altas donde los filtros afinados no son efectivos. En muchas aplicaciones prácticas, debido a los desbalances, condiciones resonantes en la red del sistema de CA, o control independiente (monofásico) de los tres TCR's, una sección afinada de filtro en la armónica de tercer armónica también puede requerirse.

Capacitor Switcheado por Tiristor (TSC por sus siglas en inglés). Un capacitor switcheado por tiristor (TSC) se muestra en la Figura 5.13(a). Consiste de un capacitor, una válvula de tiristor bidireccional y un reactor limitador de corriente de sobretensión relativamente pequeño. Este reactor se necesita primeramente para limitar la fuente de corriente en la válvula del tiristor bajo condiciones de operación anormales (por ejemplo: incorrecto funcionamiento del control

causando el switcheo del capacitor en un "tiempo erróneo" cuando no son satisfechas las condiciones de switcheo libres de transitorios); asimismo puede también ser usado para evitar resonancias con la impedancia del sistema de CA en frecuencias particulares.

Bajo condiciones de estado estable, cuando la válvula del tiristor se cierra y la rama del TSC se conecta a una fuente de voltaje de CA senoidal, $v = V \sin \omega t$, la corriente en la rama esta dada por:

$$i(\omega t) = V \frac{n^2}{n^2 - 1} \omega C \cos \omega t \quad (5.7)$$

donde

$$n = \frac{1}{\sqrt{\omega^2 LC}} = \sqrt{\frac{X_C}{X_L}} \quad (5.8)$$

La amplitud del voltaje a lo largo del capacitor es

$$V_C = \frac{n^2}{n^2 - 1} V \quad (5.9)$$

La rama del TCR puede desconectarse en cualquier corriente cero por un pulso negativo en el gate de la válvula de tiristor. En el cruce de la corriente por cero el voltaje del capacitor esta en

su valor pico, $V_{C,i=0} = \frac{n^2}{n^2 - 1} V$.

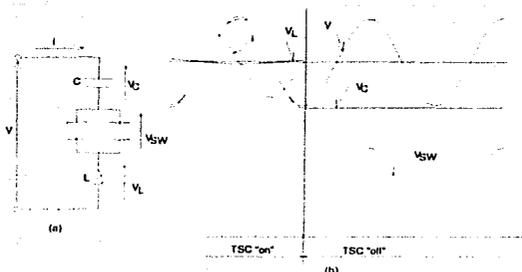


Figura 5.13. Capacitor switchado por tiristor básico (a) y formas de onda asociadas (b).

El capacitor desconectado permanece cargado en este voltaje y, consecuentemente, el voltaje a través de la válvula del tiristor que no conduce varía desde cero hasta el valor pico a pico del voltaje de CA aplicado, como se ilustra en la Figura 5.13(b).

Si el voltaje a través del capacitor desconectado permanece sin cambio, el banco del TSC podría ser switcheado dentro otra vez, sin cualquier transitorio, en el pico apropiado del voltaje de CA aplicado, como se ve para el capacitor cargado positivamente y negativamente en la Figura 5.14(a) y (b) respectivamente. Normalmente, se descarga el banco de capacitores después de su desconexión. De esta manera, la reconexión del banco de capacitores puede realizarse en algunos voltajes del capacitor residuales entre cero y $V \frac{n^2}{n^2 - 1}$.

Esto puede ser acompañado del mínimo disturbio transitorio posible si la válvula del tiristor se enciende en aquellos instantes en los cuales el voltaje residual del capacitor y el voltaje de CA aplicado son iguales, eso es, cuando el voltaje a través de la válvula del tiristor es cero. Las Figuras 5.15(a) y (b) ilustran los transitorios de switcheo obtenidos con un capacitor descargado completamente y parcialmente. Esos transitorios son causados por la dv/dt diferente de cero en el instante del switcheo, en el cual, sin el reactor serie, resultaría en una corriente instantánea de $i_c = C \frac{dv}{dt}$ en el capacitor. (Este valor representa el valor instantáneo de la corriente del capacitor en el momento del switcheo). La interacción entre el capacitor y la corriente del reactor limitante (y di/dt), con la resistencia de amortiguamiento, produce los transitorios oscilatorios visibles en las formas de onda de voltaje y corriente. (Nótese que el transitorio de switcheo es mayor para el capacitor completamente descargado que para el capacitor parcialmente descargado ya que la dv/dt del voltaje aplicado (senoidal) tiene su máximo en el punto de cruce de la corriente por cero).

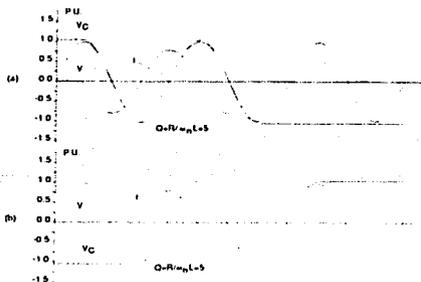


Figura 5.14. Formas de onda que ilustran el switcheo libre de transitorios de un capacitor switcheado por tiristor

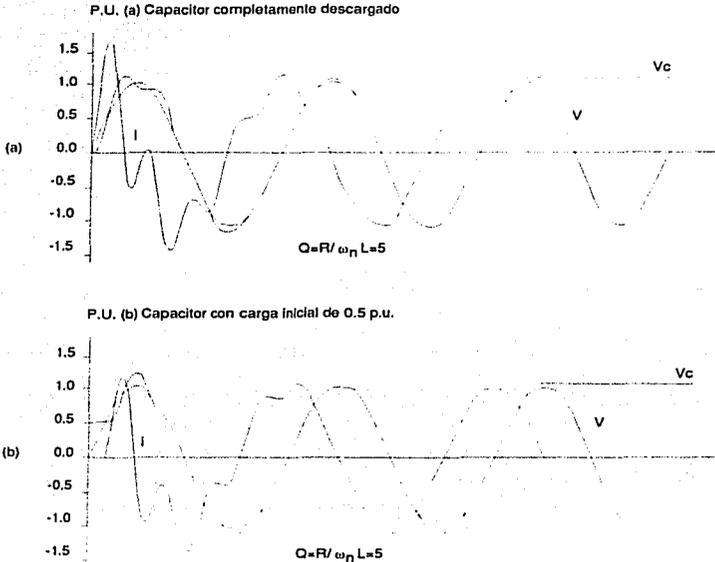


Figura 5.15. Formas de onda que ilustran el switcheo con transitorios de un capacitor switcheado por tiristor totalmente descargado o parcialmente descargado (b).

Las condiciones para un estado "libre de transitorios" de switcheo de un capacitor se resumen en la Figura 5.16. Como se ve, dos reglas simples cumplen todos los casos posibles: (1) si el voltaje residual del capacitor es menor que el pico de voltaje de CA ($V_c < V$), entonces el instante correcto de switcheo es cuando el voltaje instantáneo de CA se hace igual al voltaje del capacitor; y (2) si el voltaje residual del capacitor es igual o mayor a pico de voltaje de CA ($V_c \geq V$), entonces el switcheo correcto es en el pico de voltaje de CA en el cual el voltaje en la válvula del tiristor es mínimo.

De lo anterior, se observa que el defasamiento máximo posible en el switcheo en un banco de capacitores es un ciclo completo del voltaje de CA aplicado, eso es, el intervalo desde un pico positivo (negativo) al siguiente pico positivo (negativo). También se observa que el control del defasamiento del ángulo de disparo no aplica a los capacitores; el switcheo del capacitor debe tomar lugar en aquel instante específico en cada ciclo en el cual las condiciones para transitorios mínimos son satisfechas, eso es, cuando el voltaje a través de la válvula del tiristor es cero o mínima. Por esta razón, una rama del TSC puede solamente proporcionar un cambio de tipo escalón en la corriente reactiva que dibuja (máxima o cero). En otras palabras, la rama del TSC representa una admitancia capacitiva simple la cual esta o conectada o desconectada del sistema de CA. La corriente en el TSC varía linealmente con el voltaje aplicado de acuerdo con la admitancia del capacitor como se ilustra en la gráfica $V-I$ de la Figura 5.17. El máximo voltaje aplicable y la corriente correspondiente se limitan por los rangos de los componentes del TSC (capacitor y válvula del tiristor).

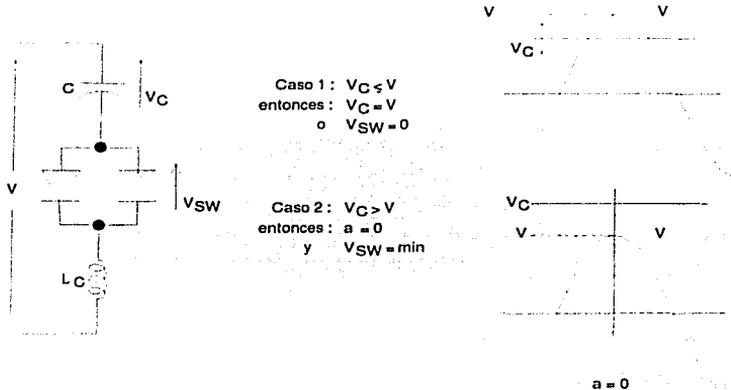


Figura 5.16. Condiciones para el switcheo "libre de transitorios" para el capacitor switchado por tiristor con diferentes voltajes residuales.

Para aproximar una variación continua de corriente, se pueden emplear varias ramas de TSC's en paralelo (lo cual incrementaría en forma de escalón la admitancia capacitiva), o, las ramas de TSC's pueden ser complementadas con un TCR.

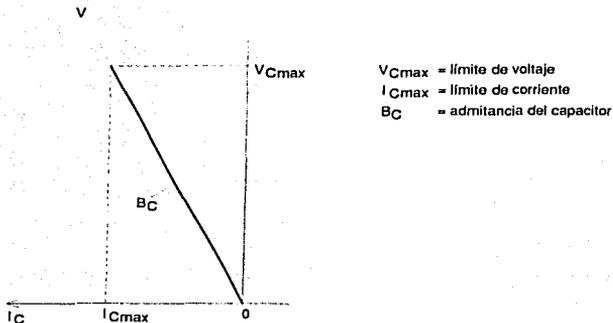


Figura 5.17. Área de operación V-I de un TSC único.

Generadores de VARs de tipo Capacitor Fijo y Reactor Controlado por Tiristor. Un arreglo básico de generador de VARs usando un capacitor fijo (permanentemente conectado) con un reactor controlado por tiristor (FC-TCR) se muestra funcionalmente en la Figura 5.18(a). La corriente en el reactor se varía por el método de control de defasamiento del ángulo de disparo. En la práctica, el capacitor fijo es usualmente sustituido parcialmente ó completamente, por un filtro de red que tiene la impedancia inductiva necesaria en la frecuencia fundamental para generar la potencia reactiva requerida, pero proporciona una baja impedancia en frecuencias seleccionadas para conectar en paralelo las armónicas dominantes producidas por el TCR.

Los generadores de VARs de tipo capacitor fijo, reactor controlado por tiristor, esencialmente consisten de un reactor variable (controlado por el defasamiento angular α) y un capacitor fijo con una característica de demanda global de VARs contra la salida de VARs como se muestra en la Figura 5.18(b). Como se ve, la generación constante de VARs capacitivos (Q_C) del capacitor fijo es opuesto a la absorción variable de VARs (Q_L) del reactor controlado por tiristor, para producir la salida total de VARs (Q) requerida. En la máxima salida de VARs capacitivos, el reactor controlado por tiristor se apaga ($\alpha = 90^\circ$). Para decrementar la salida capacitiva, se incrementa la corriente en el reactor con un decremento en el defasamiento angular α . En cero salida de VARs las corrientes capacitiva e inductiva se hacen iguales y por lo tanto, los VARs capacitivos e inductivos se cancelan. Con un extenso decremento del ángulo α (suponiendo que el rango del reactor es mayor que el del capacitor), la corriente inductiva se hace mayor que la corriente capacitiva, resultando en una salida de VARs netamente inductiva. En cero defasamiento angular, el reactor controlado por tiristor conduce corriente sobre el intervalo completo de 180° , resultando en una mínima salida de VARs inductiva que es igual a la diferencia entre los VARs generados por el capacitor y aquellos absorbidos por el reactor en conducción total.

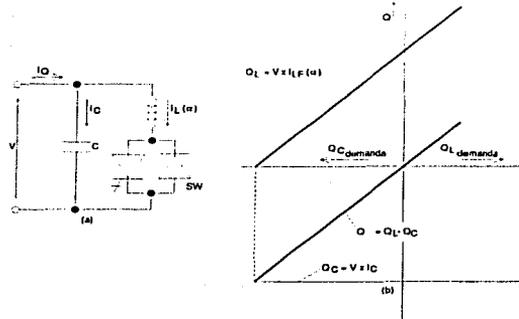


Figura 5.18. Generador estático de VARs tipo FC-TCR y su salida característica de VARs contra demanda de VARs.

El sistema de control del reactor controlado por tiristor en el generador de VARs de tipo FC-TCR necesita proporcionar cuatro funciones básicas, como se muestra en la Figura 5.19(a).

Una función es la *temporización de sincronismo*. Esta función usualmente se proporciona por un circuito de fase de ciclo cerrado que está en sincronismo con el voltaje del sistema de CA y genera los pulsos de temporización apropiados con respecto al pico de ese voltaje. (En una aproximación diferente, el propio voltaje de CA puede ser usado para temporización. No obstante, esta aproximación aparentemente simple presenta problemas difíciles durante las fallas del sistema y disturbios mayores cuando el voltaje exhibe grandes fluctuaciones y gran distorsión).

La segunda función es la *conversión de corriente reactiva (o admitancia) a ángulo de disparo*. Esto puede ser proporcionado por la implementación de un circuito en tiempo real de una relación matemática entre la amplitud de la corriente fundamental del TCR ($I_{TF}(\alpha)$) y el ángulo de defasamiento α dado por (5.5). Son posibles varias aproximaciones de circuitos. Una es un generador de funciones analógico que produce en cada medio ciclo una señal eléctrica a escala que representa la relación $I_{TF}(\alpha)$ contra α . [Esta aproximación se ilustra en la Figura 5.19(b)]. Otra es una "tabla de verdad" digital para la $I_{TF}(\alpha)$ normalizada contra la función α , la cual se lee en intervalos regulares (por ejemplo en cada grado) empezando desde $\alpha = 0$ (pico del voltaje) hasta que se encuentra en valor requerido, un instante en el cual se inicia un pulso de disparo. Una tercera aproximación es usar un microprocesador y computar lo anterior para un ángulo de disparo ($\alpha = 0$), el ángulo de defasamiento correspondiente a la $I_{TF}(\alpha)$ requerida. El instante de disparo real se determina entonces simplemente por la "medición" de α por un circuito temporizador (por ejemplo un contador) desde el pico de voltaje.

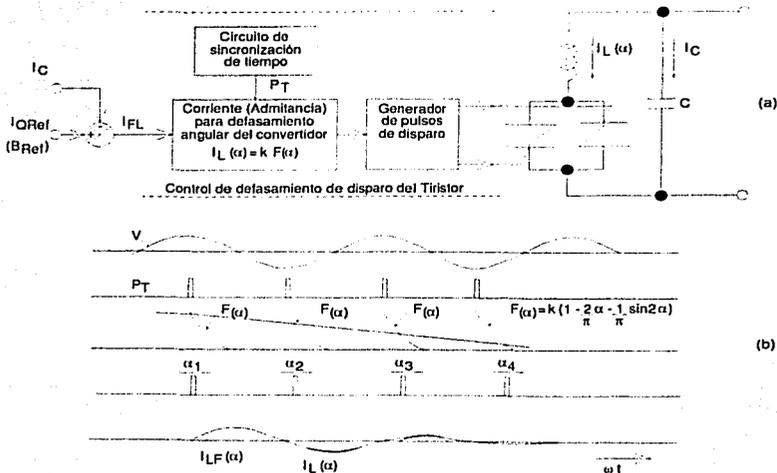


Figura 5.19. Esquema de control funcional para un generador estático de VARs tipo FC-TCR (a), y formas de onda asociadas que ilustran los principios básicos de operación (b).

La tercera función es el cómputo de la corriente fundamental del reactor requerida I_{LF} de la salida total de corriente requerida I_O (suma de la corriente del capacitor fijo y de la corriente del TCR) definida por la amplitud de la entrada de referencia I_{Qref} del control del generador de VARs. Esto simplemente se hace de la resta de la amplitud (a escala) de la corriente del capacitor de I_{Qref} . (Una polaridad positiva para I_{Qref} significa una salida de corriente capacitiva).

La cuarta función es la generación del ángulo de disparo del tiristor. Esto se acompaña por un circuito generador de pulsos de disparo (o drive de gate) el cual produce el pulso de corriente necesario en el gate para que los tiristores se enciendan en respuesta a la señal de salida proporcionada por la corriente reactiva del ángulo de disparo del convertidor. Los circuitos están muchas veces a un potencial de tierra con acoplamiento magnético a los gates de los tiristores; más frecuentemente, sin embargo, están en el nivel de potencial (alto) de los tiristores. En el último caso, con el objeto de proporcionar aislamiento suficiente entre el control del nivel de tierra y los circuitos de drive de gate, la información del gate es transmitida usualmente vía fibra óptica. La operación de los generadores de VARs de tipo FC-TCR se ilustra en las formas de onda de la Figura 5.19(b).

Desde el punto de vista de una "caja negra", se puede considerar al generador de VARs de tipo FC-TCR como una admitancia reactiva controlable la cual, cuando se conecta al sistema de CA, sigue fielmente (con una banda de frecuencias dada y con rangos capacitivos e inductivos específicos) una señal de entrada arbitraria de referencia (corriente o admitancia reactiva). El área de operación $V-I$ del generador de VARs FC-TCR se define por las admitancias capacitiva e inductiva máximas obtenibles y por los rangos de voltaje y corriente de los mayores componentes de potencia (capacitor, reactor y válvula de tiristor), como se ilustra en la Figura 5.20. Los rangos de los componentes de potencia se derivan de los requerimientos de la aplicación.

El desempeño dinámico del generador de VARs (por ejemplo: banda de frecuencias) se limita por el control de defasamiento del ángulo de disparo, lo cual resulta en un atraso de tiempo o *retraso de transporte* con respecto a la señal de referencia de entrada. La función de transferencia de generador de VARs de tipo FC-TCR puede expresarse con el retraso de transporte en la siguiente forma:

$$G(s) = ke^{-T_d s}, \quad (5.10)$$

donde s es el operador de la transformada de Laplace, k es una ganancia constante y T_d es el retraso de transporte correspondiente al ángulo de disparo α .

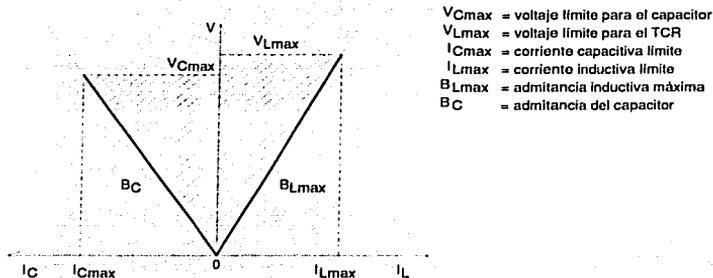


Figura 5.20. Área de operación $V-I$ del generador de VARs tipo FC-TCR.

La función de transferencia $G(s)$ puede escribirse en una manera más simple usando la aproximación de primer orden del término exponencial, eso es:

$$G(s) \approx k \frac{1}{1 + T_d s}, \quad (5.11)$$

Nótese que esta aproximación es optimista y podría ser engañosa con un considerablemente mayor ancho de banda que con la obtenida con el término exacto (y con el generador de VARs real).

Para un TCR monofásico (o trifásico controlado individualmente), el retraso de transporte máximo, T_a , es $1/(2f) = T/2$ (donde f es la frecuencia y T es el periodo de la onda de voltaje de CA aplicada). Para un arreglo de TCR trifásico de seis pulsos (tres TCR's idénticos conectados en delta) bajo condiciones de operación balanceadas, el promedio máximo de retraso de transporte es $T/6$ para el incremento y $T/3$ para el decremento, de la corriente reactiva. La diferencia característica en el retraso de transporte de los defasamientos de encendido y apagado del TCR es debida al hecho de que solamente el inicio de la conducción de corriente para el TCR es controlable. Una vez que la conducción se inicia, la magnitud de la corriente ya no puede ser cambiada, de hecho el flujo de corriente no puede ser detenido antes que la corriente naturalmente decaiga a cero. De este modo, suponiendo una corriente total en el TCR trifásico y estipulando un comando de apagado inmediatamente después del cruce por cero de una de las corrientes del TCR, puede ser establecida sin esfuerzo ya que las tres ramas individuales del TCR se apagarían secuencialmente después de retrasos de tiempo sucesivos de $T/6$, $T/3$ y $T/2$, produciendo un retraso de transporte promedio de $T/3$. Con un razonamiento similar puede mostrar fácilmente que para una estructura de TCR de 12 pulsos (o mayor), el peor caso de retraso de transporte global para el incremento o decremento de corriente no cambiaría significativamente, ya que los defasamientos de encendido y apagado de las ramas individuales del TCR se ampliarían sobre los mismos intervalos de tiempo establecidos por el TCR básico de seis pulsos. Sin embargo, la suavidad y continuidad del tránsito desde un nivel de corriente a otro mejoraría progresivamente con el número de pulsos mayor. En estudios del sistema, por simplicidad, usualmente se supone un retraso simple de transporte de $T/6$ del TCR, lo cual es suficientemente representativo para la planeación y la evaluación general del funcionamiento.

En adición al desempeño dinámico, la característica de pérdidas contra salida de VARs de un generador de VARs en aplicaciones prácticas es de mayor importancia. En el generador de VARs tipo FC-TCR, existen tres constituyentes mayores de pérdidas encontrados: (1) las pérdidas del capacitor (o filtro capacitivo) (estas son relativamente pequeñas pero constantes), (2) las pérdidas del reactor (estas se incrementan con el cuadrado de la corriente) y (3) las pérdidas del tiristor (estas se incrementan casi linealmente con la corriente). De esta manera, las pérdidas totales aumentan con un incremento de la corriente del TCR y, consecuentemente, disminuyen con un incremento en la salida de VARs capacitivos. Con referencia a la Figura 5.18, en el arreglo FC-TCR se obtiene salida cero cancelando los VARs del capacitor fijo con los VARs inductivos. Esto, por supuesto, significa que la corriente en el capacitor esta circulando a través del reactor vía la válvula de tiristor, resultando en una carga no apreciable o pérdidas en estado estable (cerca de uno por ciento de la salida capacitiva nominal). Esas pérdidas disminuyen con el incremento de la salida de VARs capacitivos (corriente reducida) en el TCR y, a la inversa, aumentan con un incremento de la salida de VARs inductivos (la corriente en el TCR se hace más grande que la corriente capacitiva para producir una salida de VARs netamente inductiva), como se muestra en la Figura 5.21. Este tipo de pérdidas

características es ventajoso cuando la salida de VARs capacitiva promedio es relativamente alta como, por ejemplo, requerimiento de corrección del factor de potencia en aplicaciones industriales, y es una desventaja cuando la salida de VARs promedio es baja, como por ejemplo, en el caso de compensación dinámica de sistemas de transmisión de potencia.

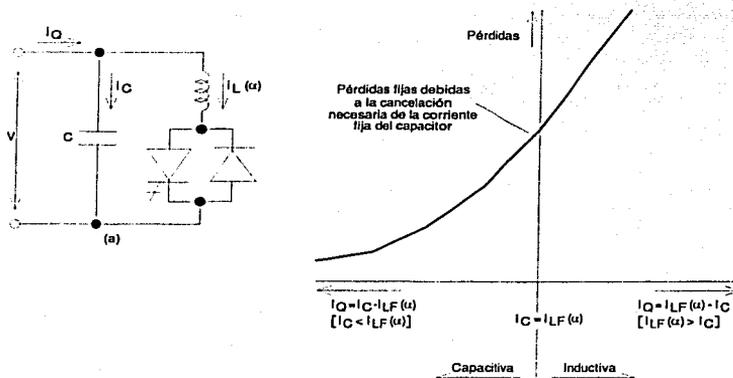


Figura 5.21. Curva característica de pérdidas contra salida de VARs del generador estático de VARs tipo FC-TCR.

Generador de VARs tipo Capacitor Switcheado por Tiristor, Reactor Controlado por Tiristor. El compensador tipo Capacitor Switcheado por Tiristor, Reactor Controlado por Tiristor (TSC-TCR) fue desarrollado primeramente para compensación dinámica de sistemas de transmisión de potencia con la intención de minimizar las pérdidas de estado estable y proporcionar un aumento en la flexibilidad de operación.

Un arreglo básico de TSC-TCR monofásico se muestra en la Figura 5.22(a). Para un rango de salida capacitivo dado típicamente consiste de n ramas de TSC y una de TCR. El número de ramas, n , se determina por consideraciones prácticas que incluyen el nivel de voltaje de operación, máxima salida de VARs, corriente nominal de las válvulas de tiristor, trabajo de bus, costo de instalación, etc. Por supuesto, el rango inductivo también puede ser expandido a cualquier rango máximo empleando ramas adicionales de TCR. La operación del generador de VARs TSC-TCR mostrado en la Figura 5.22(a) puede ser descrita como sigue:

El rango de salida capacitiva total se divide en n intervalos. En el primer intervalo, la salida del generador de VARs es controlable en el rango de cero a $Q_{C\max}/n$, donde $Q_{C\max}/n$ es el rango total proporcionado por todas las ramas TSC. En este intervalo, un banco de capacitores se conecta (disparando, por ejemplo, la válvula de tiristor SW_1) y, simultáneamente la corriente en el TCR se ajusta por el defasamiento apropiado del ángulo de disparo, así que la suma de la salida de VARs del TSC (negativa) y la del TCR (positiva) iguala la salida capacitiva requerida.

En el segundo, tercero, ..., n -ésimo intervalo, la salida es controlable en el rango $Q_{C\max}/n$ para $2Q_{C\max}/n$, $2Q_{C\max}/n$ para $3Q_{C\max}/n$, ..., y $(n-1)Q_{C\max}/n$ para $Q_{C\max}$ por el switcheo en el segundo, tercero, ..., n -ésimo banco de capacitores, y de esta manera teóricamente el TCR debe tener el mismo rango de VARs que el TSC. Sin embargo, para asegurar que las condiciones de switcheo en los extremos finales de los intervalos no son indeterminadas, el rango de VARs del TCR tiene que ser un poco más grande en la práctica que el de un TSC con el objeto de proporcionar suficiente superposición (histéresis) entre los niveles de VARs de conexión y desconexión. La gráfica de demanda de VARs contra salida de VARs de un generador de VARs tipo TSC-TCR se muestra en la Figura 5.22(b). Como se ve la salida de VARs capacitivos, Q_C , cambia en una manera escalonada por los TSC's para aproximar la demanda de VARs con un excedente de VARs netamente capacitivos, y la relativamente pequeña salida de VARs inductiva del TCR, Q_L , se usa para cancelar el exceso de VARs capacitivos.

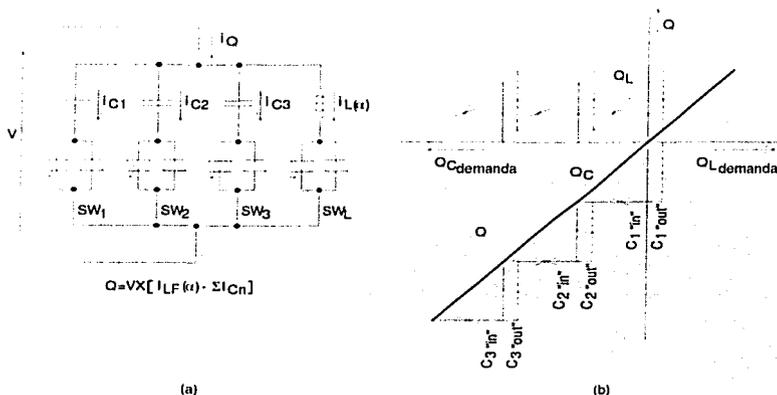


Figura 5.22. Generador estático de VARs básico tipo TSC-TCR y su curva característica de demanda de VARs contra salida de VARs.

En una forma, este esquema podrá ser considerado como un arreglo especial de capacitor fijo, reactor controlado por tiristor, en el cual el rango del reactor se mantiene relativamente pequeño (1/n veces la máxima salida capacitiva), y el rango del capacitor se cambia en escalones discretos así como para mantener la operación del TCR con su rango de control normal.

Un esquema funcional de control para el generador de VARs TSC-TCR se muestra en la Figura 5.23. Este proporciona tres funciones principales:

1. Determina el número de ramas necesarias a ser conectadas para aproximar la corriente de salida capacitiva requerida (con un exceso positivo), y computa la amplitud de la corriente inductiva necesaria para cancelar el exceso de corriente capacitiva.
2. Controla el switcheo de las ramas TSC en una forma "libre de transitorios".
3. Varía la corriente en el TCR por control de defasamiento del ángulo de disparo.

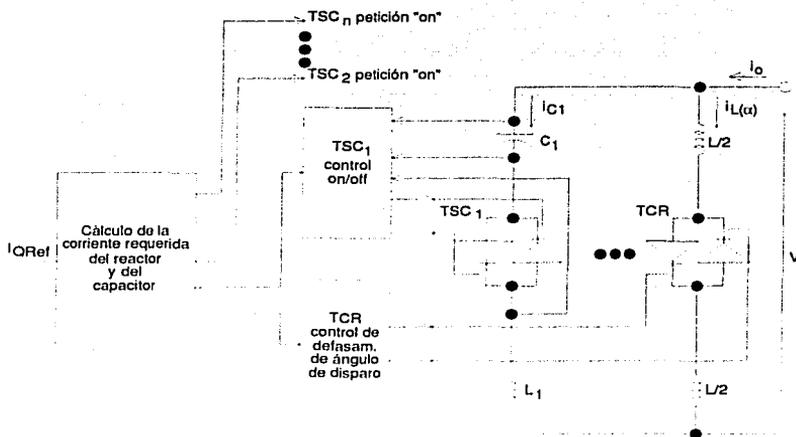


Figura 5.23. Esquema funcional de control del generador estático de VARs tipo TDC-TCR.

La primera función es relativamente simple. La corriente de entrada de referencia I_{Qref} que representa la magnitud de la corriente de salida referida se divide por la amplitud I_C (a escala), de la corriente de la rama que el TSC dibujaría en la amplitud V dada del voltaje de CA. El resultado alrededor del siguiente entero más alto, da el número de bancos de capacitores necesarios. La diferencia en magnitud entre las sumas de las corrientes del capacitor activado, $\sum I_{Cn}$ y la corriente de referencia, I_{Qref} , da la amplitud, I_{LF} , de la corriente fundamental requerida por el reactor.

La lógica básica para la segunda función (desconexión de las ramas TSC) se detalla en la Figura 5.24. Esta sigue dos reglas simples para un switcheo "libre de transitorios" resumido en la Figura 5.16. Eso, o el switcheo del banco de capacitores cuando el voltaje a través de la válvula del tiristor se hace cero, o cuando el voltaje de la válvula del tiristor está en un mínimo. (La primera condición puede obtenerse si el voltaje residual del capacitor es menor que el pico del voltaje de CA, la última condición se cumple en aquellos picos del voltaje de CA en los cuales se tiene la misma polaridad que la del voltaje residual del capacitor).

La generación de pulsos de disparo real para los tiristores en la válvula del TSC es similar a aquella usada para el TCR con la excepción de que usualmente se proporciona un drive de gate continuo para mantener la continuidad en conducción cuando la corriente se transfiere de una cadena de tiristores acarreado corriente de una polaridad (por ejemplo positiva) a otra cadena conduciendo corriente de polaridad opuesta (por ejemplo negativa).

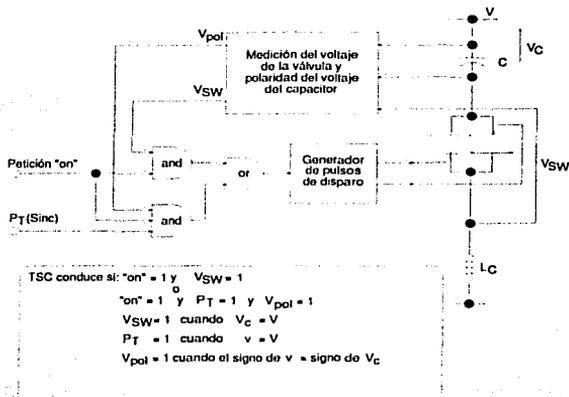


Figura 5.24. Lógica funcional para la implementación de la estrategia de switcheo "libre de transitorios" para el TSC.

La tercera función (control de defasamiento del ángulo de disparo del TCR) es idéntica a aquella usada en el esquema de capacitor fijo, reactor controlado por tiristor (referida en la Figura 5.19). La operación del generador de VARs tipo TSC-TCR con tres bancos de capacitores se ilustra en los oscilogramas de la Figura 5.25. Los oscilogramas muestran la señal de referencia de corriente reactiva i_{ref} , la salida total de corriente $i_Q = i_C + i_L$, la corriente i_C dibujada por el switcheo por tiristor de los bancos de capacitores, y la corriente i_L dibujada por el reactor controlado por tiristor. Desde el punto de vista de una "caja negra", el generador de VARs tipo TSC-TCR de manera similar a su contra parte FC-TCR, puede ser considerado como una admitancia reactiva controlable, la cual, cuando se conecta al sistema de corriente de CA, sigue fielmente una señal de referencia de entrada arbitraria (corriente o admitancia reactiva). Un monitoreo que observa externamente la salida de corriente no sería capaz de detectar (cuando se satisfacen las condiciones para un switcheo libre de transitorios) del switcheo interno del capacitor; de hecho, no sería capaz de decir si el generador de VARs emplea capacitores fijos o capacitores switcheados por tiristor. La grafica $V - I$ del generador tipo TSC-TCR mostrada para dos TSC's en la Figura 5.26, es también idéntica a aquella de su contra parte FC-TCR. La respuesta del generador de VARs tipo TSC-TCR, dependiendo del número de ramas de TSC, puede ser un poco menor que aquella de su contra parte FC-TCR esto es debido al máximo defasamiento de switcheo en un TSC simple, con un capacitor cargado es un ciclo completo, mientras que el máximo defasamiento del TCR es solamente la mitad de un ciclo. (Note que el defasamiento máximo de desconexión para el TSC y el TCR es medio ciclo). No obstante si dos o más ramas de TSC se emplean, entonces hay un cambio razonable que, sobre el promedio, uno o más bancos de capacitores estarán disponibles con la carga de polaridad deseada (o sin ninguna carga) en el instante en el cual se requiere un incremento en la salida capacitiva.

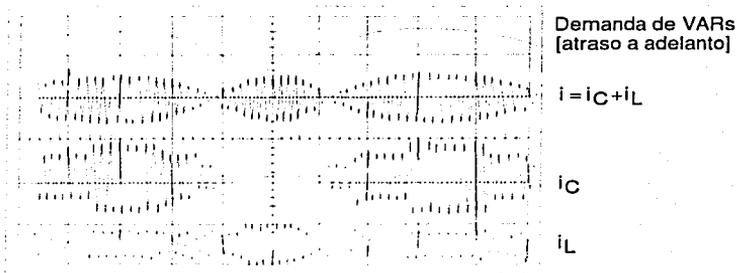


Figura 5.25. Formas de onda oscilográficas que ilustran la operación del generador estático de VARs tipo TSC-TCR.

La función de transferencia del generador de VARs tipo TSC-TCR es la misma que la de su contra parte FC-TCR [ver (5.10)] excepto que el máximo retraso de transporte T_d , encontrado cuando la salida capacitiva se incrementa, es teóricamente el doble: esto es $1/f = T$ para una fase, y $1/3f = T/3$, para la operación trifásica balanceada.

Desde un punto de vista práctico, en el rango de operación lineal de desempeño dinámico del generador de VARs tipo TSC-TCR en aplicaciones de sistemas de transmisión de potencia es generalmente indistinguible de su contra parte FC-TCR.

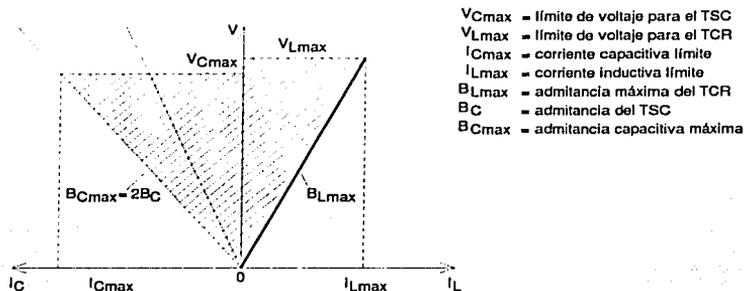


Figura 5.26. Área de operación V-I del generador estático de VARs tipo TSC-TCR con bancos de capacitores switcheados por tiristor.

La gráfica de pérdidas contra salida de VARs del generador de VARs tipo TSC-TCR, muestra que desde su principio básico de operación, (referido en la Figura 5.22) en salida de VARs ligeramente debajo de cero, todos los bancos de capacitores se desconectan, la corriente del TCR es cero o sensiblemente pequeña, consecuentemente las pérdidas son cero o cercanas a cero. Como la salida capacitiva se incrementa, un aumento en el número de bancos TSC se conectan con el TCR, absorbiendo los VARs capacitivos restantes. De esta manera, con cada conexión de banco TSC, las pérdidas aumentan en una forma constante. Para estas pérdidas fijas, existe una suma de pérdidas del TCR las cuales varían desde un máximo a cero entre switcheos sucesivos de bancos TSC, como se ilustra en la Figura 5.27. Globalmente, las pérdidas del generador de VARs tipo TSC-TCR varían, en promedio, en proporción con la salida de VARs. Este tipo de pérdidas características es claramente ventajoso en aquellas aplicaciones en las cuales el generador de VARs se usa para compensación dinámica y no es necesario proporcionar una gran salida de VARs promedio para el funcionamiento normal del sistema de potencia.

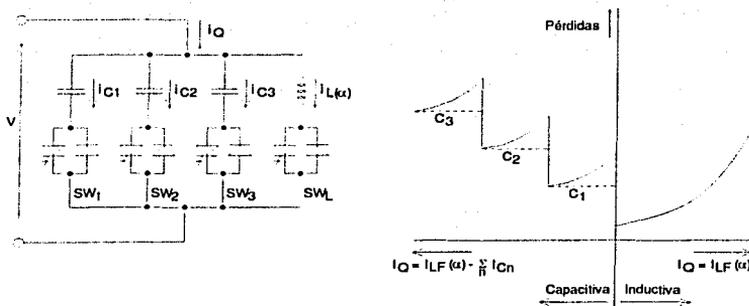


Figura 5.27. Curva característica de pérdidas contra salida de VARs del generador estático de VARs tipo TSC-TCR.

Con el objeto de reducir las pérdidas del generador de VARs tipo TSC-TCR en salida capacitiva alta, el reemplazo de las válvulas de tiristor por interruptores mecánicos, parece a primera vista plausible que algunas literaturas técnicas actualmente usan el término "capacitor switchado mecánicamente, reactor controlado por tiristor (MSC-TCR)". Desafortunadamente aunque los capacitores switchados mecánicamente pueden jugar un papel significativo dentro del sistema de compensación de VARs global, el arreglo MSC-TCR no tiene la respuesta o la repetibilidad de operación que se necesita generalmente para la compensación dinámica de sistemas de potencia en el análisis final, la respuesta de los interruptores mecánicos empleados determinará principalmente el tiempo transcurrido entre la demanda de VARs capacitivos y la salida de VARs capacitivos real. Puesto que el control preciso y consistente del cierre del interruptor mecánico no es posible, el banco de capacitores debe ser switchado sin cualquier carga residual apreciable para evitar altas oscilaciones transitorias por esta razón, siempre que el capacitor es desconectado, se descarga (usualmente vía un reactor de saturación) antes que tome lugar el siguiente switcheo. Considere un tiempo de descarga práctico de tres a cuatro ciclos, un tiempo de cierre típico del interruptor de tres a siete ciclos, un retraso de tiempo de MSC puede ser de seis a once ciclos, el cual es de seis a once veces mayor que el que se puede obtener con un TSC bajo las peores condiciones.

Los capacitores switchados en un compensador están ocasionalmente sujetos a operaciones de switcheo repetidas. Este sería el caso, por ejemplo, si la demanda de VARs cambiara repetidamente por encima y por debajo de aquellos niveles en los cuales un banco de capacitores es switchado dentro y fuera. Considerando una vida típica de 2000 a 5000 operaciones para interruptores mecánicos, el switcheo repetido de los bancos de capacitores en la práctica no podría ser permitido y por lo tanto, la salida de VARs real tendría que permitirse para establecerse (por un ajuste de la corriente reactiva de referencia) por encima y por debajo del valor necesario para la compensación apropiada.

Las consideraciones anteriores conducen a la conclusión final de que, debido a la respuesta mucho más lenta y limitaciones en la ejecución de los switcheos de los capacitores, la salida de la combinación MSC-TCR no sería capaz de seguir un cambio de corriente reactiva a menos que el rango de cambio sea muy bajo, o a menos que sea un cambio en forma de escalón en un tiempo en el cual el capacitor esta ya descargado y listo para el switcheo. Por estas razones, un arreglo switcheado mecánicamente – de acuerdo con las definiciones del IEEE y CIGRE – no es considerado como un generador estático de VARs que reúne los requerimientos generales de la compensación dinámica, y por consiguiente, no debe ser considerado como tal. Sin embargo, como ya se indicó, las ramas reactivas mecánicamente switcheadas juegan un papel importante en los *sistemas estáticos de VARs* globales.

V.2.2 Generadores de VARs del tipo Convertidor de Switcheo

Los generadores estáticos de VARs discutidos anteriormente generan o absorben potencia reactiva controlable (VARs) por un switcheo de los bancos de capacitores y reactores sincronizado dentro y fuera de la red. El objetivo de esta aproximación es producir una impedancia reactiva en derivación variable que puede ajustarse (continuamente o en una manera escalonada) para conseguir los requerimientos de compensación de la red de transmisión. La posibilidad de generar potencia reactiva controlable directamente, sin el uso de capacitores de CA o reactores, con varios switcheos de convertidores de potencia fueron divulgados por Gyugyi en 1976. Estos convertidores (CD a CA o CA a CA) se operan como fuentes de voltaje y de corriente y producen esencialmente potencia reactiva sin componentes de almacenamiento de energía reactiva con corriente alterna circulando entre las fases del sistema de CA. Funcionalmente, desde el punto de vista de generación de potencia reactiva su operación es similar a aquella de una máquina síncrona cuya salida de potencia reactiva se varía por el control de la excitatriz. Como la máquina de potencia mecánica, pueden también intercambiar potencia real con el sistema de CA si se abastece desde una apropiada fuente de energía de CD. Debido a esas similitudes con un generador síncrono rotativo son llamados, *Generadores Estáticos Síncronos* (SSG's). Cuando un SSG se opera sin una fuente de energía, y con controles apropiados para funcionar como un compensador reactivo conectado en derivación, es llamado, análogamente al compensador síncrono rotativo (condensador), un *Compensador Estático Síncrono* (*Condensador*) o STATCOM (STATCON).

La potencia reactiva controlable puede generarse por todos los tipos de convertidores de switcheo de CD a CA y de CA a CA. El grupo anterior es generalmente llamado *convertidores de CD a CA o solamente convertidores*, mientras que el último es referido como *cambiador de frecuencias o convertidores de frecuencia o cicloconvertidores*. La función normal de los convertidores es cambiar potencia de CA de una frecuencia a potencia de CA de otra frecuencia. Un convertidor de potencia de cualquier tipo consiste de un arreglo de switcheos de estado sólido los cuales conectan las terminales de entrada a las terminales de salida. Consecuentemente, un convertidor de potencia de switcheo no tiene almacenamiento interno de energía y, por consiguiente, la potencia de entrada instantánea debe ser igual a la potencia de salida instantánea. Asimismo, la determinación de la entrada y la salida debe ser complementaria, esto es, si la entrada se determina por una fuente de voltaje (lo cual puede ser una fuente de voltaje activa como una batería o una pasiva como un capacitor) entonces la salida debe ser determinada por una fuente de corriente (lo cual en la práctica siempre

significaría una fuente de voltaje con una fuente de impedancia inductiva o una impedancia inductiva pasiva) y viceversa. En el caso de convertidores de CD a CA, las terminales de CD se consideran usualmente como "entrada" y por lo tanto, convertidores de *fuentes de voltaje* y de *fuentes de corriente* se distinguen de acuerdo a si son conectados en paralelo por una fuente de voltaje (capacitor) o una fuente de corriente (inductor). A pesar de que los convertidores de potencia de CA a CA tienen un potencial de aplicación en los controladores FACTS, éstos no son económicamente viables para aplicaciones de gran potencia.

Los convertidores actualmente empleados en controladores FACTS son los del tipo de fuente de voltaje, pero los convertidores del tipo fuente de corriente pueden también ser usados en un futuro. Las mayores razones para la preferencia del convertidor de fuente de voltaje son: (1) Los convertidores de fuente de corriente requieren semiconductores de potencia con capacidad de voltaje de bloqueo bidireccional. Los semiconductores de gran potencia disponibles con capacidad de apagado por gate (GTO's, IGBT's) o no pueden bloquear el voltaje inverso total o pueden solamente hacerlo con un efecto nocivo en otros parámetros importantes (por ejemplo: aumento en pérdidas de conducción). (2) La determinación de la fuente de corriente práctica de las terminales de CD del convertidor por un reactor cargado de corriente es mucho más perjudicial que la terminación de fuente de voltaje complementario para un capacitor cargado de voltaje. (3) El convertidor de fuente de corriente requiere una terminación de fuente de voltaje en las terminales de CA, usualmente en la forma de un filtro capacitivo. El convertidor de fuente de voltaje requiere una terminación de fuente de corriente en las terminales de CA que se proporciona naturalmente por la inductancia de fuga del transformador de acoplamiento. (4) La terminación de fuente de voltaje (por ejemplo un gran capacitor de CD) tiende a proporcionar una protección automática de los semiconductores de potencia contra los transitorios de voltaje de la línea de transmisión. Los convertidores de fuente de corriente pueden requerir protección de sobrevoltaje adicional o más alto rango de voltaje para los semiconductores. Sin embargo, los convertidores de fuente de corriente tienen una mayor ventaja sobre su contraparte de fuente de voltaje en que son casi totalmente inmunes a los cortos terminales debido a su inherente limitación de salida de corriente proporcionada por la fuente de corriente de CD.

Principios Básicos de Operación. El principio básico de la generación de potencia reactiva por medio de un convertidor de fuente de voltaje es semejante al de la máquina síncrona rotativa convencional mostrada esquemáticamente en la Figura 5.28. Para flujo de potencia reactiva puro, las fuerzas triásicas electromotrices inducidas (FEM's), e_a , e_b y e_c de la máquina síncrona rotativa están en fase con los voltajes del sistema v_a , v_b y v_c . La corriente reactiva I dibujada por el compensador síncrono se determina por la magnitud del voltaje del sistema V , el voltaje interno E y la reactancia total del circuito X (reactancia síncrona de la máquina + reactancia de fuga del transformador + reactancia de corto circuito del sistema):

$$I = \frac{V - E}{X}, \quad (5.12)$$

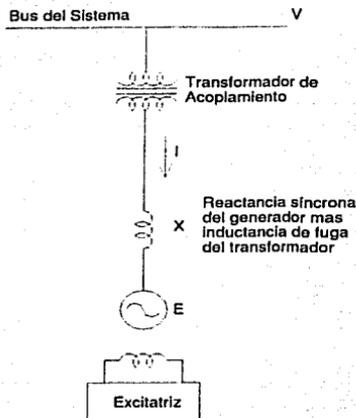


Figura 5.28. Generación de potencia reactiva por un compensador rotativo síncrono (condensador).

La correspondiente potencia reactiva Q intercambiada puede ser expresada como sigue:

$$Q = \frac{1 - \frac{E}{V}}{X} V^2, \quad (5.13)$$

Controlando la excitación de la máquina, y por lo tanto la amplitud E de su voltaje interno relativo a la amplitud V del voltaje del sistema, puede controlarse el flujo de potencia reactiva. Incrementando E por encima de V (por ejemplo: operación sobreexcitada) obtenemos una corriente adelantada, esto es, la máquina se ve como un capacitor en el sistema de CA. Decrementando E por debajo de V (por ejemplo: operación subexcitada) se produce una corriente atrasada, esto es, la máquina se ve como un reactor (inductor) en el sistema de CA. Bajo cualquier condición de operación, una pequeña cantidad de potencia reactiva por supuesto fluye desde el sistema de CA a la máquina para suministrar sus pérdidas mecánicas y eléctricas. Nótese que si la excitación de la máquina se controla tal que la correspondiente salida reactiva se mantiene o varía un específico parámetro del sistema de CA (por ejemplo: voltaje del bus), entonces la máquina (generador de VARs rotatorio) funciona como un compensador síncrono rotatorio (condensador).

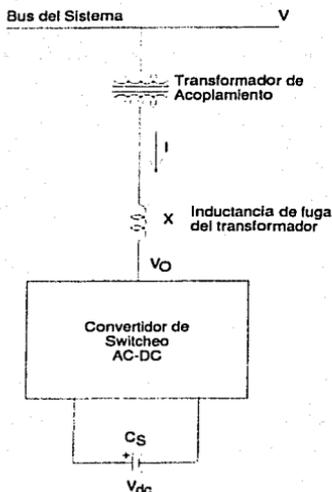


Figura 5.29. Generación de potencia reactiva por un convertidor de switcheo de fuente de voltaje.

El esquema básico del convertidor de fuente de voltaje para generación de potencia reactiva se muestra esquemáticamente, en forma de un diagrama unifilar en la Figura 5.29. De una fuente de voltaje de CD de entrada, proporcionada por el capacitor cargado C_S , el convertidor produce un juego de voltajes trifásicos de salida controlable con la frecuencia del sistema de potencia de CA. Cada voltaje de salida está en fase con, y acoplado al correspondiente voltaje del sistema de CA vía una relativamente pequeña (0.1 – 0.5 pu) reactancia de liga (lo cual en la práctica se proporciona por la inductancia de fuga por fase del transformador de acoplamiento). Variando la amplitud de los voltajes de salida, el intercambio de potencia reactiva entre el convertidor y el sistema de CA puede ser controlado en una manera similar a aquella de la máquina síncrona rotatoria. Esto es, si la amplitud del voltaje de salida se incrementa por encima del voltaje del sistema de CA, entonces la corriente fluye a través de la reactancia de liga del convertidor al sistema de CA, y el convertidor genera potencia reactiva (capacitiva) para el sistema de CA. Si la amplitud del voltaje de salida se decrementa por debajo del voltaje del sistema de CA, entonces la corriente reactiva fluye desde el sistema de CA al convertidor, y el convertidor absorbe potencia reactiva (inductiva). Si la amplitud del voltaje de salida es igual que el voltaje del sistema de CA, el intercambio de potencia reactiva es cero.

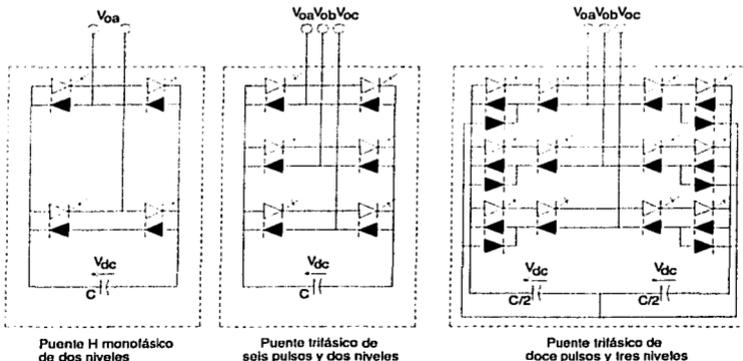


Figura 5.30. Esquemas básicos de convertidores utilizados para generación de potencia reactiva.

El voltaje de salida trifásico se genera por medio de un convertidor de fuente de voltaje de CD a CA operado desde un capacitor de almacenamiento de energía. El total de los convertidores prácticos en cuanto se emplean en las aplicaciones de transmisión actuales se componen de un número de convertidores elementales, eso es, de puentes H monofásicos, o trifásicos, dos niveles, puentes de seis pulsos, o trifásicos de tres niveles, o puentes de doce pulsos, mostrados en la Figura 5.30. Las válvulas usadas en los convertidores elementales usualmente comprenden un número (de 3 a 10) semiconductores de potencia conectados en serie, por ejemplo: tiristores GTO con diodos en inversa conectados en paralelo. (En el caso de un puente monofásico pueden ser conectados en serie, convertidores elementales completos en lugar de dispositivos de switcheo individuales en el circuito también llamado "eslabón de cadena"). Cada convertidor elemental produce una forma de onda de voltaje de salida cuadrada, casi cuadrada o modulada por ancho de pulso. Esas formas de onda de componentes de voltaje se defasan de cada otra (o de otra manera hace complementaria a cada otra) y entonces se combina, usualmente con el uso de componentes magnéticos apropiados, para producir el voltaje de salida final del convertidor total. Con un diseño suficiente, este voltaje de salida final puede formarse para aproximar estrechamente una onda senoidal, así que no se requiere filtrado. Por ejemplo: la Figura 5.31 muestra una forma de onda de voltaje de salida típica de 48 pulsos generada por las salidas combinadas de los ocho convertidores de 2 niveles, seis pulsos o cuatro de tres niveles, 12 pulsos. Los aspectos de construcción de la forma de onda del convertidor no serán ampliamente discutida y el término "convertidor" aquí implicará una estructura de convertidor completo capaz de producir un voltaje de salida sustancialmente libre de armónicas.

La operación del convertidor de fuente de voltaje, usado como un generador de VARs controlable, puede ser explicada sin considerar la operación a detalle de las válvulas del convertidor por medio de leyes físicas que gobiernan la relación entre las potencias de entrada y salida. La clave de esta explicación reside en el hecho físico de que, como en todos los convertidores de potencia de switcheo, la potencia instantánea neta en las terminales de CA de salida debe siempre ser igual que la potencia instantánea neta en las terminales de CD de entrada (omitiendo las pérdidas en los switches de semiconductor).

Ya que el convertidor suministra únicamente potencia reactiva de salida (sus voltajes de salida se controlan para estar en fase con los voltajes de sistema de CA), la potencia real de entrada proporcionada por la fuente de CD (capacitor cargado) debe ser cero (como la potencia instantánea total en el lado de CA es cero también). Además, ya que la potencia reactiva en frecuencia cero (en el capacitor de CD) es cero por definición, el capacitor de CD no toma parte en la generación de potencia reactiva. En otras palabras, el convertidor simplemente interconecta las tres terminales de CA de tal manera que las corrientes de salida reactivas pueden fluir libremente entre ellos. Viendo esto desde las terminales del sistema de CA, uno podría decir que el convertidor establece un flujo de corriente circulante entre las fases con cero intercambio de potencia instantánea neta.

La necesidad del capacitor de almacenamiento de CD es teóricamente debido a la anteriormente estipulada igualdad de las potencias de entrada y salida instantáneas. La forma de onda del voltaje de salida del convertidor de CD a CA no es una onda senoidal perfecta. Por esta razón, la salida neta de potencia instantánea (VA) tiene una componente que fluctúa incluso si las corrientes de salida del convertidor fueran ondas senoidales puras (esta es una aproximación bastante estrecha en sistemas prácticos). De esta manera, con el objeto de no violar la igualdad de las potencias de salida y entrada instantáneas, el convertidor debe dibujar una corriente fluctuante (con rizados) del capacitor de almacenamiento de CD que proporciona una terminal de voltaje constante en la entrada.

La presencia de los rizados de la corriente de entrada es debida únicamente a las componentes de rizados del voltaje de salida, los cuales son una función del método con el cual se genera la forma de onda de salida usada. En un generador de VARs práctico, como se explicó anteriormente, los convertidores elementales de dos o tres niveles no encontrarían requerimientos prácticos de armónicos para el voltaje de salida o para la corriente de entrada (capacitor de CD). No obstante, con la combinación de un número de esos convertidores básicos en una estructura multipulsos (y/o usando una modulación por ancho de pulso apropiado – PWM – u otras técnicas de formar ondas), la distorsión del voltaje de salida y el rizo de corriente del capacitor puede teóricamente ser reducida a cualquier ángulo deseado. De esta manera, un generador estático de VARs, que emplea un convertidor de fuente de voltaje perfecto, produciría voltajes de salida senoidales y dibujaría corrientes reactivas senoidales en el sistema de CA y cero corriente de entrada del capacitor de CD. En la práctica, debido al desbalance del sistema y otras imperfecciones (las cuales podrían incrementar la fluctuación de potencia del sistema de CA considerablemente), así como restricciones económicas, estas condiciones ideales no son alcanzadas, pero pueden ser aproximadas satisfactoriamente por medio de estructuras apropiadas del convertidor y técnicas de formación de ondas, lo que hace que el tamaño del capacitor de CD en aplicaciones de transmisión normales sea relativamente pequeño.

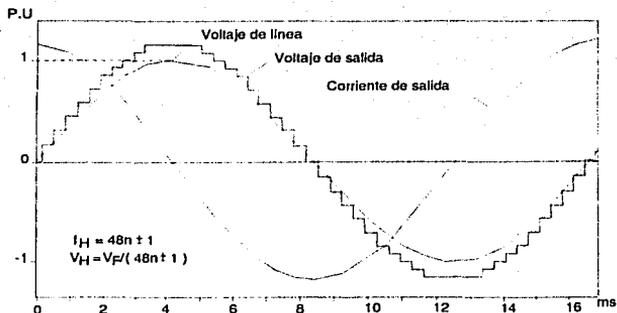


Figura 5.31. Formas de onda típicas de salidas de voltaje y corriente de un convertidor generador de potencia reactiva de 48 pulsos.

En un convertidor práctico, los switches de semiconductor no tienen pérdidas externas considerables, y, por consiguiente, la energía almacenada en el capacitor de CD sería consumida por las pérdidas internas. De esta forma, estas pérdidas pueden ser suplidas por el sistema de CA haciendo que los voltajes de salida del convertidor atrasen a los voltajes del sistema de CA por un ángulo pequeño. En esta forma, el convertidor absorbe una pequeña cantidad de potencia real del sistema de CA para llenar sus pérdidas internas y mantener el voltaje del capacitor en un nivel deseado. El mecanismo de ajuste del ángulo de fase puede también ser usado para controlar la generación o absorción de VARs incrementando o decrementando el voltaje del capacitor. (Recordando que la diferencia en amplitud entre el voltaje de salida del convertidor y el voltaje del sistema de CA determina completamente la magnitud y dirección del flujo de corriente reactiva, y de esta manera la generación o absorción de VARs producida). El capacitor de CD también tiene una función virtual, incluso en el caso de un convertidor perfecto, en el establecimiento del balance de energía necesario entre la entrada y la salida durante los cambios dinámicos de la salida de VARs.

Es, por supuesto, también posible equipar el convertidor con una fuente de CD (por ejemplo, una batería) o con un dispositivo de almacenamiento de energía de capacidad significativa (por ejemplo un gran capacitor o magneto superconductor). En este caso, el convertidor puede controlar ambos intercambios de potencia real y reactiva con el sistema de CA, y de esta forma, puede funcionar como un generador estático síncrono. La capacidad de controlar potencia real así como potencia reactiva es una característica significativa, la cual puede ser usada efectivamente en aplicaciones que requieren amortiguamiento de oscilación de potencia, nivelando el pico de la demanda de potencia, y proporcionando potencia ininterrumpida para casos críticos. Esta capacidad es única para el switcheo del generador de VARs tipo convertidor y fundamentalmente lo distingue de su contraparte convencional controlada por tiristor.

Descripción Básica del Control. Un convertidor generador estático de VARs comprende un gran número de switches de potencia de semiconductores controlados por gate (tiristores GTO). Los comandos para el gate de estos dispositivos son generados por el control interno de convertidor (el cual es parte del propio generador de VARs) en respuesta a la demanda para las señales de referencia de potencia real y/o reactiva. Las señales de referencia se proporcionan por un sistema de control externo, desde el operador de instrucciones y las variables del sistema, el cual determina la operación funcional del STATCOM.

El control interno es una parte integral del convertidor. Su principal función es operar los switches del convertidor de potencia así como generar una forma de onda de salida de voltaje fundamental con la magnitud demandada y el ángulo de fase en sincronismo con el sistema de CA. En esta forma el convertidor de potencia con control interno puede ser visto como una fuente de voltaje síncrona senoidal detrás de un reactor de lazo (proporcionado por la inductancia de fuga del transformador de acoplamiento), la amplitud y el ángulo de fase de los cuales son controlados por el control externo (sistema STATCOM) vía señales de referencia apropiadas.

Existen muchas tareas que ejecuta el control interno en la operación de los switches de potencia del convertidor las cuales no son importantes desde el punto de vista de la aplicación. Estas están principalmente relacionadas con la conservación de los semiconductores de potencia individuales en sus límites de máximo voltaje y corriente y de otra manera mantener la operación segura del convertidor bajo todas las condiciones del sistema.

La función principal del control interno, como se dijo antes, es operar los switches de potencia del convertidor así como producir una forma de onda de voltaje de salida síncrona que fuerce el intercambio de potencia reactiva (y real) requerida para la compensación. Como esquemáticamente ilustra la Figura 5.32, el control interno lleva a cabo esto computando la magnitud y ángulo de fase del voltaje de salida requerido por I_{Qref} (e I_{Pref}) proporcionado por un control externo y generando un juego de formas de onda con tiempos coordinados ("patrón de gate"), el cual determina los periodos de encendido y apagado de cada interruptor en el convertidor correspondiente al voltaje de salida requerido. Esas formas de onda temporizadas tienen una relación de fase definida entre ellas, determinada por el número de pulsos del convertidor, el método usado para la construcción de la forma de onda de la salida de voltaje, y la relación de fase angular requerida entre las tres salidas (normalmente 120°).

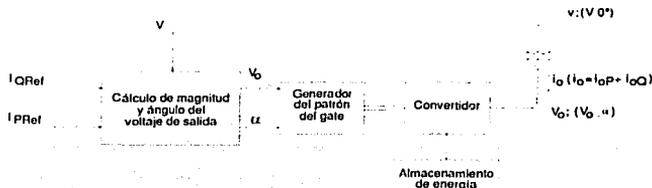


Figura 5.32. Funciones principales del control interno del convertidor

La magnitud y ángulo del voltaje de salida son parámetros internos los cuales determinan la corriente real y reactiva que es dibujada por el convertidor, y, por consiguiente, la potencia real y reactiva que intercambia con el sistema de CA. Si se restringe el convertidor sólo para intercambio de potencia reactiva, por ejemplo, estrictamente se opera como un generador estático de VARs, entonces la referencia de entrada al control interno es la corriente reactiva requerida. Desde este, el control interno deriva la magnitud necesaria y ángulo para la salida de voltaje del convertidor para establecer el voltaje de CD requerido en el capacitor de CD ya que la magnitud del voltaje de salida de CA es directamente proporcional al voltaje del capacitor de CD. Debido a esta proporcionalidad, la salida de corriente reactiva, como una aproximación, puede ser controlada indirectamente controlando el voltaje del capacitor de CD (en el cual el encendido es controlado por el ángulo del voltaje de salida) o, como otra aproximación, directamente por el mecanismo de control de voltaje interno (por ejemplo; PWM del convertidor en cuyo caso el voltaje de CD se mantiene constante (por el control del ángulo). Estas dos aproximaciones básicas del voltaje de salida, y de esta manera el control de VARs se ilustra en las Figuras 5.33 y 5.34 para un supuesto convertidor de dos niveles (control "indirecto") y para un convertidor de tres niveles (control "directo"), respectivamente. Nótese que si el convertidor se equipa con un dispositivo de almacenamiento de energía, entonces el control interno puede aceptar una corriente de referencia real adicional, la cuál controlaría el ángulo del voltaje de salida así como establecería una componente real de la corriente en la salida como se demanda por esta referencia.

Desde el punto de vista de una "caja negra", el generador estático de VARs basado en convertidor puede ser visto como una fuente de voltaje sincrónica que puede ser controlada para producir o corriente capacitiva o inductiva por encima del valor máximo determinado por su rango de MVA. Es importante notar que la máxima corriente puede ser mantenida incluso si el voltaje del sistema es significativamente abatido por debajo de su valor nominal.

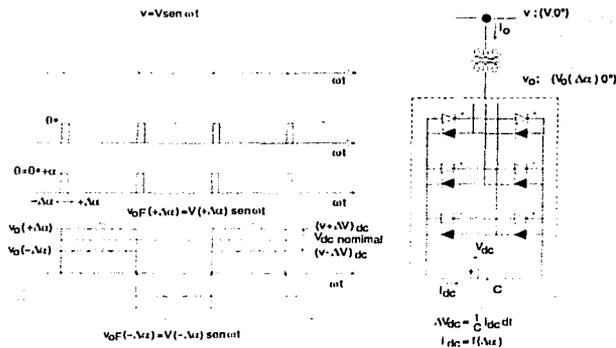


Figura 5.33. Control "indirecto" del voltaje de salida por la variación del voltaje de DC del capacitor a través de un cambio de fase temporal en el voltaje de salida.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

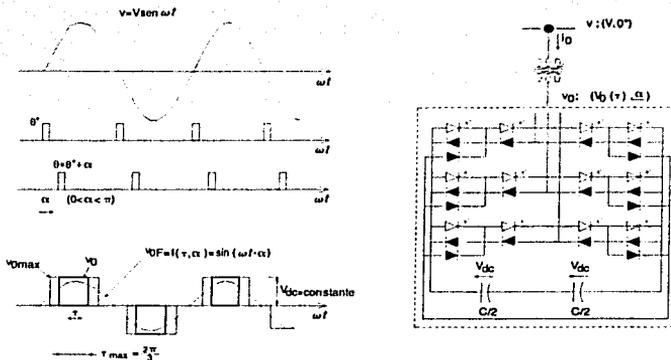


Figura 5.34. Control "directo" del voltaje de salida por la variación de los intervalos centrales (nivel cero) de un convertidor de tres niveles.

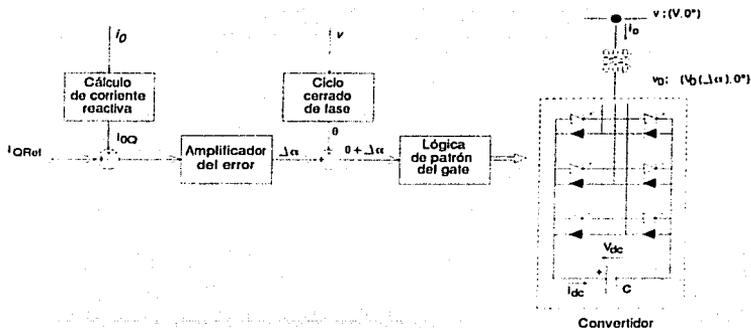


Figura 5.35. Esquema básico de control para el generador de VARs del tipo convertidor de fuente de voltaje controlando la potencia reactiva por la variación del voltaje del capacitor de DC (control "indirecto" del voltaje de salida).

Un diagrama de bloques simplificado de un control interno para una compensación puramente reactiva, basada en la aproximación indirecta del control del capacitor de CD como ilustra en la Figura 5.33, se puede ver en la Figura 5.35. Las entradas del control interno son: el voltaje de bus de sistema de CA, v , la corriente de salida del convertidor, i_o , y la corriente reactiva de referencia, I_{Qref} . El voltaje v actúa como un ciclo de fase cerrado que proporciona una señal de sincronización básica, con ángulo θ . La corriente de salida i_o , se descompone en sus componentes real y reactiva, y la magnitud de la componente de corriente reactiva, I_{oQ} , se compara con la corriente reactiva de referencia, I_{Qref} . El error obtenido de este modo proporciona, después de una amplificación apropiada, ángulo α , el cual define el defasamiento necesario entre el voltaje de salida del convertidor y el voltaje del sistema de CA necesario para la carga (o descarga) del capacitor de almacenamiento para el nivel de voltaje de CD requerido. De acuerdo con el ángulo α sumado a 0 para proporcionar el ángulo $\theta + \alpha$, el cual representa la señal de sincronización deseada por el convertidor para satisfacer la corriente reactiva de referencia. El ángulo $\theta + \alpha$ opera como un patrón lógico de gate (el cual puede ser una tabla de estado digital) que proporciona las señales lógicas individuales del drive de gate para operar los switches de potencia del convertidor.

Un diagrama de bloques simplificado de control interno para un convertidor con capacidad de control de voltaje interno, tal como para el convertidor de tres niveles mostrado en la Figura 5.34, se observa en la Figura 5.36. Las señales de entrada son, además, el voltaje de bus, v , la corriente de salida del convertidor, i_o , y la corriente reactiva de referencia, I_{Qref} , más el voltaje de CD de referencia, V_{cd} . Esta referencia de voltaje de CD determina la potencia real que el convertidor debe absorber del sistema de CA con el objeto de suministrar sus pérdidas internas. Como ilustra el diagrama de bloques, la corriente de salida del convertidor se descompone en componentes de corriente real y reactiva. Estas componentes se comparan con la corriente reactiva externa de referencia (determinada de los requerimientos de compensación) y la corriente real interna de referencia derivada del ciclo de regulación de voltaje de CD. Después de una amplificación apropiada, las señales de error de corriente real y reactiva se convierten en la magnitud y ángulo del voltaje de salida del convertidor requerido, del cual las señales de drive de gate apropiadas, en relación propia con el ciclo cerrado de fase proporcionando una fase de referencia, se derivan. Note que este esquema de control interno podría operar el convertidor con una fuente de potencia de CD o almacenamiento de energía como un *generador estático sincrónico*. En este caso la corriente real de referencia sería sumada a una corriente real de referencia proporcionada externamente que indicaría el intercambio de potencia real deseado (o positiva o negativa) con el sistema de CA. Las referencias de potencia real externa e interna combinadas (para pérdidas del convertidor y compensación de potencia reactiva), junto con la demanda de corriente reactiva prevaleciente, determinarían la magnitud y ángulo del voltaje de salida generado, y de esta manera, el intercambio de potencia real y reactiva con el sistema de CA.

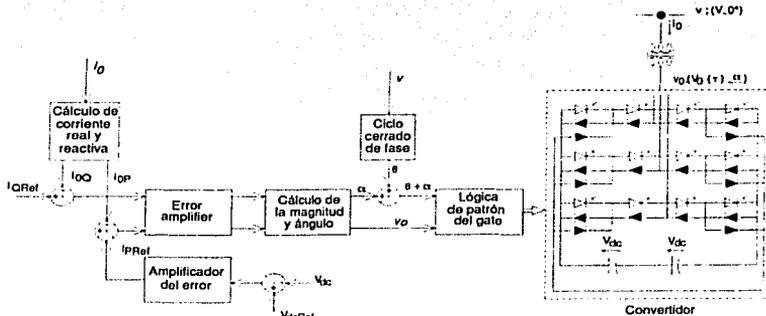


Figura 5.36. Esquema básico de control del generador de VARs del tipo convertidor de fuente de voltaje controlando la salida reactiva por el control del voltaje interno (en magnitud) y ángulo en un voltaje sostenido del capacitor de DC (control "directo" del voltaje de salida).

Desde el punto de vista de una "caja negra" el convertidor de VARs de tipo convertidor de fuente de voltaje puede ser considerado como una fuente de voltaje sincrónica la cual producirá una corriente reactiva del sistema de CA de acuerdo con una referencia externa la cual puede variar en un rango definido entre el máximo inductivo y capacitivo, independientemente del voltaje del sistema de CA. El área de operación $V-I$ de este generador de VARs es limitado solamente por el voltaje máximo y los rangos de corriente del convertidor, como se ilustra en la Figura 5.37. (Nótese que también habría un bajo voltaje – de cerca de 0.2 pu – límite en el cual el convertidor todavía sería capaz de absorber la potencia real necesaria del voltaje del sistema de CA para suministrar sus pérdidas de operación).

La respuesta dinámica de este tipo de generador de VARs, debido a su casi insignificante retraso de transporte, es generalmente mucho más rápida (aproximadamente del orden de la magnitud) que la obtenible con su contraparte de impedancia variable (FC-TCR y TSC-TCR). Hay varias razones para esto. La principal razón es que ambos instantes (encendido y apagado) de los semiconductores (GTOs) usados en el convertidor, y consecuentemente, los márgenes de inicio y final del convertidor, producen una forma de onda, que puede ser controlada. De otra manera, únicamente los instantes de encendido de los tiristores en los bancos de TCR y TSC, y consecuentemente, solamente el margen de inicio de la forma de onda de corriente que producen es controlable. (En el caso del TSC, incluso el encendido se restringe a un simple instante en cada ciclo). La capacidad de encendido y apagado de los semiconductores también facilitan modos de operación opcionales para el convertidor, por ejemplo: modulación por ancho de pulso, formas de onda de "muescas", construcción de formas de onda de multiniveles, las cuales no son posibles con los TCR's y TSC's naturalmente conmutados. Otra razón significativa es que solamente cerca del 15% del cambio

en la magnitud del voltaje de salida del convertidor modifica la corriente reactiva de salida al 100%. En adición, el generador de VARs basado en convertidor también tiene la capacidad única de incrementar o decrementar el voltaje del capacitor de CD (y, por consiguiente, la magnitud de las tres fases del voltaje de salida) por un simple "disparo" o intercambio de potencia real de corta duración con el sistema de CA, en suma para usar su control de voltaje interno. Para aplicaciones de transmisión de potencia son también útiles los convertidores de fuente de voltaje por una variedad de razones técnicas y económicas con una construcción multipulsos (24 o mayor), la cual, debido a las razones anteriores (el gran efecto de un cambio pequeño de voltaje en la salida de corriente reactiva), puede contribuir significativamente al mejoramiento del tiempo de respuesta obtenible. (Los generadores de VARs basados en TCR-TSC, también por razones económicas y técnicas, son usualmente de seis pulsos, u ocasionalmente con una estructura de doce pulsos. Pero incluso si el número de pulsos de estos se incrementase, el mejoramiento en el tiempo de respuesta, como se discutió anteriormente, sería marginal debido al máximo retraso de transporte global del generador de VARs TCR/TSC y no cambiaría significativamente con el número de pulsos).

El tiempo de respuesta muy rápida, per se, obtenible con el generador de VARs basado en convertidor no se requiere generalmente para la compensación de una línea de transmisión. No obstante, el pequeño retraso de transporte permite un amplio ancho de banda de frecuencia de ciclo cerrado, el cual proporciona una operación estable para el STATCOM sobre una mucho más amplia variación de la impedancia del sistema de CA que la que es posible con el SVC.

La curva de pérdidas contra salida de corriente reactiva de un convertidor real de 100 MVA, 48 pulsos, operado como un STATCOM, se muestra en la Figura 5.38. Las pérdidas totales son la suma de las pérdidas consumidas por los ocho constituyentes de los convertidores de seis pulsos, dos niveles de un arreglo multipulsos, por el transformador de acoplamiento principal, y con la interfase magnética usada para combinar los voltajes de salida de los constituyentes de los convertidores.

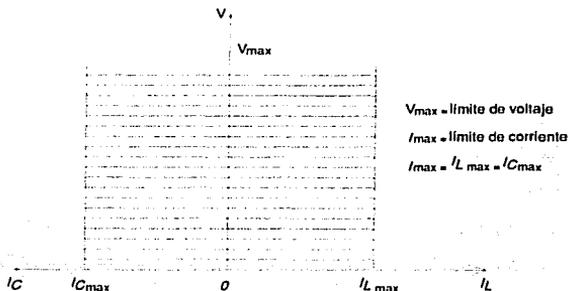


Figura 5.37. Área de operación V-I del generador de VARs del tipo convertidor de fuente de voltaje.

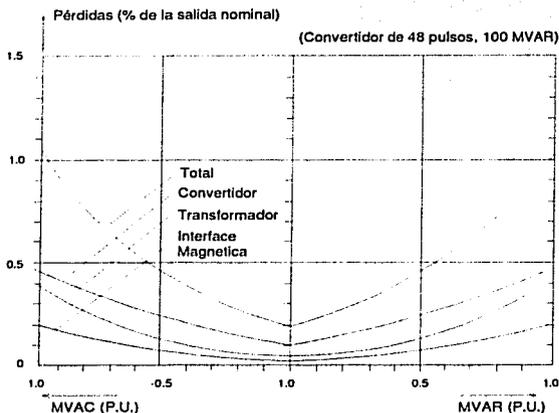


Figura 5.38. Curva característica de pérdidas contra salida de VARs de un generador estático de VARs del tipo convertidor de fuente de voltaje de 48 pulsos y ± 100 MVARs.

Las pérdidas del convertidor son debidas a la conducción del semiconductor y pérdidas de switcheo, así como las pérdidas de "snubber" (amortiguamiento) (consumida por los circuitos de limitación dv/dt y di/dt). Esas pérdidas son grandemente dependientes de las características de los semiconductores de potencia empleados en el convertidor y el número de switcheos que tienen que ejecutar durante cada ciclo fundamental. La característica de pérdidas mostrada es válida para un convertidor basado en GTO's empleando dispositivos con un rango de voltaje de 4.5 kV y una capacidad de corriente de apagado pico de 4 kA, operado a 60 Hz de frecuencia de switcheo con un capacitor de snubber de 6 μF . Debido a la baja frecuencia de switcheo, solamente cerca de una tercera parte de las pérdidas del convertidor es debida a las pérdidas de switcheo (semiconductor + snubber), las otras dos terceras partes es debida a las pérdidas de conducción.

Las pérdidas magnéticas totales son debidas al transformador de acoplamiento principal y la interfase magnética. Las pérdidas del transformador principal son, por supuesto, inevitables en aplicaciones de alto voltaje. Las pérdidas de la interfase magnética son dependientes de la estructura global del convertidor y el modo de operación empleado.

La característica de pérdidas anterior da una indicación de las restricciones impuestas en el diseño del convertidor de gran potencia. La aplicación del PWM permitiría algunas

simplificaciones de la interfase magnéticas. Sin embargo, la impracticabilidad de usar la modulación por ancho de pulso para mejorar el espectro de frecuencias del convertidor básico con semiconductores disponibles actualmente es evidente de la información anterior. La eliminación de cada armónica de la forma de onda de salida requeriría una "muesca" en la forma de onda. De esta manera, por ejemplo, la eliminación de la quinta y séptima armónicas incrementarían el rango de switcheo de los semiconductores de potencia por un factor de tres. Esto significaría que, en el convertidor de 100 MVA considerado anteriormente, las pérdidas (no incluidas las magnéticas) iría arriba por cerca de 65% (con un correspondiente incremento en los requerimientos de refrigeración) y las pérdidas de la instalación total aumentarían cerca de un 30%. Hay esfuerzos continuos de desarrollo para mejorar las características de switcheo de los tiristores GTO y para idear un método simple y fiable para recuperar (dentro del capacitor de almacenamiento de CD) la energía almacenada en el capacitor de snubber en cada apagado. Los resultados de estos esfuerzos permitirían la aplicación de las técnicas limitadas de PWM, requiriendo solamente frecuencias de switcheo modestas y apuntando en la eliminación de armónicas específicas (tal como la 5ta y la 7ma) de la forma de onda de voltaje de salida. Los principales esfuerzos paralelos están siendo extendidos en el desarrollo de nuevos dispositivos de switcheo de semiconductores que estarían libres de limitación de switcheo del tiristor GTO. Tales dispositivos pertenecen a una nueva generación de MOS-turn off Thyristors (MTO's) de gran potencia, Emiter Turn Off Thyristors (ETO's), Integrated Gate Commutated Thyristors (IGCT's), Insulated Gate Bipolar Thyristors (IGBT's) y MOS - Controlled Thyristors (MCT's). Estos dispositivos permitirían, en principio, un incremento en la frecuencia de switcheo, y posiblemente la eliminación de las armónicas de la forma de onda de switcheo por lo menos hasta la 13ra, sin circuito de recuperación de energía. No obstante, la PWM con alta frecuencia de switcheo para convertidores de gran potencia puede significar un reto para los siguientes años debido a los problemas asociados con el almacenamiento de energía atrapada en la inductancia de fuga de la estructura del convertidor, asociada con el voltaje transitorio que aparece a lo largo de los switches abiertos de los semiconductores, el filtrado de la componente de alta frecuencia y alta energía, y, en general, el contenido de ruido eléctrico de alto nivel y alta frecuencia.

En conjunto, incluso en el estado del arte actual, la curva de pérdidas contra la salida reactiva, de un generador de VARs basado en convertidor son comparables a aquellas obtenibles con su contraparte convencional empleando ambos, reactores controlados por tiristor y capacitores switcheados por tiristor. Con GTO's más avanzados y otros semiconductores de potencia actualmente bajo desarrollo, y con la combinación de buen sentido de multipulsos, PWM y otras técnicas de construcción de ondas (por ejemplo: multinivel), ambas, la complejidad de la estructura magnética y las pérdidas globales del convertidor se espera sean extensamente reducidas en el futuro.

V.2.3 Generadores de VARs híbridos: Convertidor Switcheado con TSC y TCR.

El generador de VARs basado en convertidor puede generar o absorber la misma cantidad de potencia reactiva máxima; en otras palabras, tiene el mismo rango de control para salida de VARs capacitiva e inductiva. Sin embargo, muchas aplicaciones pueden construirse para un rango diferente de generación o absorción de VARs. Esto puede simplemente ser alcanzado por la combinación del convertidor con capacitores fijos y/o switcheados por tiristor y/o reactores.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

La combinación de un generador de VARs basado en convertidor con un capacitor fijo se muestra en la Figura 5.39(a). Este arreglo puede generar VARs en exceso del rango del convertidor, cambiando el rango de operación en la región capacitiva, como se ilustra por la curva asociada $V-I$ de la Figura 5.39(b).

Es, por supuesto, también posible mover la característica de operación del generador estático de VARs más allá de la región de absorción combinando el convertidor con un reactor en derivación como se muestra en la Figura 5.40(a). La característica $V-I$ de este arreglo se muestra en la Figura 5.40(b).

Mientras que los capacitores fijos o reactores cambian el rango de operación del generador de VARs basado en convertidor más en la región capacitiva que en la región inductiva sin cambio en la cantidad de MVARs controlables, capacitores e inductores switcheados por tiristores incrementan el rango de control total de la salida de VARs. Un generador de VARs basado en convertidor combinado con un TSC y un TCR, junto con la característica asociada $V-I$ se muestran en las Figuras 5.41(a) y (b).

Nótese que la adición de admitancias reactivas fijas o switcheadas del generador de VARs basado en convertidor indeseablemente cambia la característica $V-I$ en la cual la corriente de salida se vuelve una función del voltaje aplicado. El cambio en la característica $V-I$ es, claramente dependiente del rango de MVA del convertidor relativo al rango total de MVAR controlable.

Aparte de este cambio en la extensión del rango de VARs controlado, arreglos de generador de VARs híbridos emplean un convertidor con bancos de capacitores fijos y/o controlados por tiristor y reactores, pueden ser usados con el propósito de proporcionar una característica óptima de pérdidas contra salida de VARs en una aplicación dada.

El esquema de generador de VARs híbrido generalizado, emplea un convertidor de switchce con TSCs, TCRs y posiblemente capacitores fijos o mecánicamente switcheados, proporcionando una posibilidad útil al diseñador de optimizar el compensador para características de rango de VARs definido, pérdidas contra salida de VARs, desempeño y costo.

V.2.4 Resumen de Generadores Estáticos de VARs.

Las características básicas de los principales esquemas de generadores estáticos de VARs se resumen en la Tabla 5.1 y las características representativas de pérdidas contra salida de VARs se muestran en la Figura 5.42.

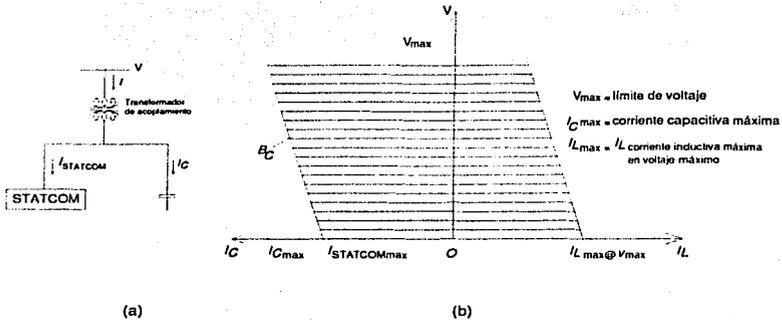


Figura 5.39. Combinación de un generador de VARs basado en convertidor y capacitor fijo (a), y área de operación asociada V-I (b).

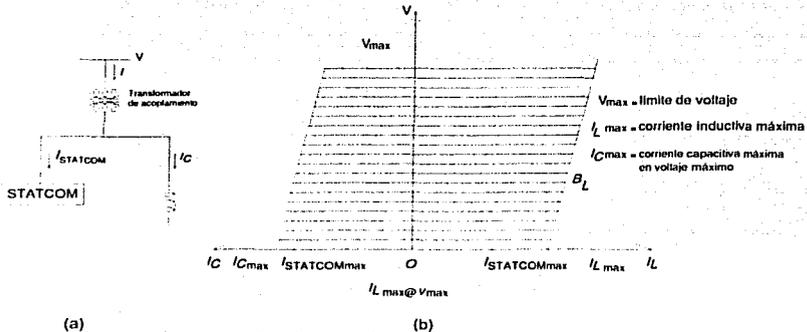


Figura 5.40. Combinación de un generador de VARs basado en convertidor y reactor fijo (a), y área de operación asociada V-I (b).

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

V.3 Compensadores Estáticos de VARs: SVC y STATCOM

El Compensador Estático de VARs (SVC) y el Compensador Estático Síncrono (STATCOM), son generadores estáticos de VARs, cuyas salidas se varían para mantener o controlar parámetros específicos del sistema eléctrico de potencia. Se ha discutido anteriormente que el generador estático de VARs puede ser una impedancia controlable de tipo reactivo que emplea capacitores y reactores controlados y switcheados por tiristor o del tipo de fuente de voltaje, que emplea un convertidor de potencia de switcheo, o un tipo híbrido, el cual emplea una combinación de esos elementos. A pesar de que los principios de operación de estos generadores son diferentes y sus curvas de $V-I$ y pérdidas contra salida de VARs, así como su velocidad de repuesta y el ancho de banda de frecuencias obtenible, son bastantes diferentes, todos ellos pueden proporcionar la compensación de potencia reactiva en derivación controlable, exhibiendo capacidades funcionales globales similares en sus rangos de operación lineales. Esto significa que la estructura de control interno que define la operación funcional del generador, y para este fin deriva las entradas de referencia necesarias para el generador de VARs, es sustancialmente la misma independientemente del tipo de generador de VARs usado. (Note, sin embargo, que el generador de VARs basado en convertidor puede ser equipado con un almacenamiento de energía apropiado con el objeto de proporcionar compensación real así como reactiva en cuyo caso el control del compensador tendría que ser complementado con ciclos de control adicionales para administrar el intercambio de potencia real entre el sistema de CA y el convertidor).

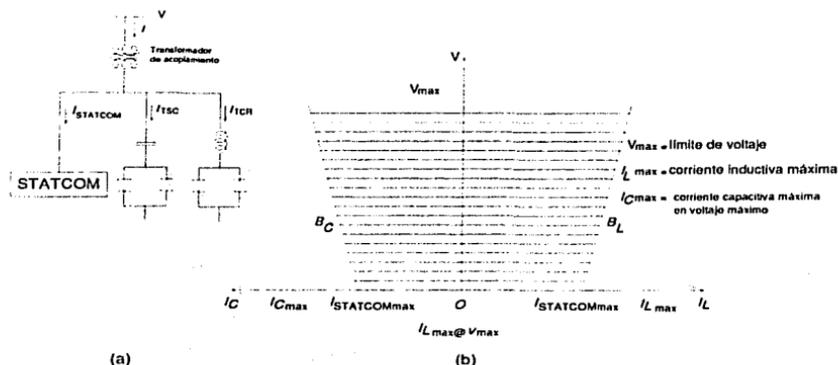


Figura 5.41. Combinación de un generador de VARs basado en convertidor y TSC-TCR (a), y área de operación asociada $V-I$ (b).

El objetivo principal de aplicar un compensador estático de VARs (este término o el más corto, compensador, será usado en un sentido general para referirnos a un SVC así como al STATCOM) en un sistema de potencia es incrementar la capacidad de transmisión del sistema, con una red de transmisión dada, desde los generadores hasta las cargas. Ya que los compensadores estáticos no pueden generar o absorber potencia real (omitiendo las pérdidas internas relativamente bajas del SVC y asumiendo que el STATCOM no tiene energía almacenada), la transmisión de potencia del sistema se afecta indirectamente por el control de voltaje. Eso es, la salida de potencia reactiva (inductiva o capacitiva) del compensador se varía para controlar el voltaje en terminales dadas de la red de transmisión así como mantener el flujo de potencia deseado bajo posibles disturbios y contingencias del sistema.

Los requerimientos de control del compensador (los cuales definen que la forma de la salida del generador de VARs tiene que variarse para incrementar el flujo de potencia y estabilizar los parámetros específicos del sistema de potencia ante contingencias de la red y disturbios dinámicas) han sido derivados de las consideraciones de la compensación funcional descritas anteriormente. Como se mostró, la compensación básica necesita usualmente caer en una de las dos siguientes categorías principales: (1) soporte directo de voltaje (para mantener el suficiente voltaje de línea y facilitar el incremento del flujo de potencia bajo grandes cargas y para prevenir la inestabilidad de voltaje) y (2) mejora de la estabilidad transitoria y dinámica (para incrementar el primer balance del margen de estabilidad y proporcionar amortiguamiento de oscilación de potencia). Anteriormente se mostró que el control de voltaje terminal puede reforzar significativamente la capacidad de transmisión de potencia del sistema de potencia. Específicamente, la regulación del voltaje en puntos intermedios particulares y terminales de carga seleccionadas del sistema de transmisión, limita la variación de voltaje, previene la inestabilidad de voltaje (colapso de voltaje), e incrementa los límites de estabilidad transitorios (primer balance), mientras que una apropiada variación del voltaje terminal puede además mejorar la estabilidad transitoria y proporcionar un amortiguamiento de oscilación de potencia efectivo (estabilidad dinámica).

Con el objeto de encontrar los requerimientos generales de compensación del sistema de potencia, la salida del generador estático de VARs tiene que ser controlada para mantener o variar el voltaje en el punto de conexión del sistema de transmisión. Un esquema general de control, convirtiendo un generador estático de VARs (o un tipo basado en convertidor e en impedancia controlada) en un compensador de línea de transmisión, se muestra en la Figura 5.43.

El sistema de potencia en la terminal del compensador, se representa por un generador con un ángulo de rotor generalmente variable δ , voltaje interno v , e impedancia de fuente Z (incluyendo la impedancia de la línea de transmisión y del generador) que es una función de la frecuencia angular ω y el tiempo t . (La variación de la impedancia con respecto al tiempo es debido a fallas, switcheo de líneas, etc.). El voltaje terminal v_t del sistema de potencia puede ser caracterizado generalmente por una amplitud variable V_t , y frecuencia angular ω .

La salida del generador estático de VARs se controla, así que la amplitud I_0 de la corriente reactiva i_0 del sistema de potencia muestra la corriente de referencia I_{ref} . Con el control básico del compensador de VARs, el generador de VARs se opera como un regulador de

voltaje terminal *perfecto*: la amplitud V_T del voltaje terminal v_T es medida y comparada con el voltaje de referencia V_{ref} ; el error ΔV_T se procesa y amplifica con un controlador PI (proporcional integral) para proporcionar la corriente de referencia I_{Qref} del generador de VARs. En otras palabras, I_0 es controlado en lazo cerrado vía I_{Qref} así que V_T se mantiene precisamente en el nivel de voltaje de referencia V_{ref} ante el sistema de potencia y los cambios de carga.

Tabla 5.1. Comparación entre Generadores Estáticos de VARs

Generador de VARs	TCR-FC	TSC-TCR	TCR-TSC	Basado en Convertidor
Tipo	Impedancia Controlada	Impedancia Controlada	Impedancia Controlada	Fuente de Voltaje Sincronia
Características V-I y V-Q	La máxima corriente de compensación es proporcional al voltaje del sistema	La máxima corriente de compensación es proporcional al voltaje del sistema	La máxima corriente de compensación es proporcional al voltaje del sistema	La máxima corriente de compensación se mantiene independiente del voltaje del sistema.
	La máxima capacidad de salida de VARs decrece con el cuadrado del decremento de voltaje	La máxima capacidad de salida de VARs decrece con el cuadrado del decremento de voltaje	La máxima capacidad de salida de VARs decrece con el cuadrado del decremento de voltaje	La máxima capacidad de salida de VARs decrece linealmente con el decremento de voltaje
Pérdidas VS Salida de VARs	Altas pérdidas en salida cero	Bajas pérdidas en salida cero	Bajas pérdidas en salida cero	Bajas pérdidas en salida cero
	Las pérdidas decrecen uniformemente con salida capacitiva y se incrementan con salida inductiva	Las pérdidas se incrementan en forma de escalón con salida capacitiva	Las pérdidas se incrementan en forma de escalón con salida capacitiva y de forma uniforme con salida inductiva	Las pérdidas se incrementan uniformemente con salidas capacitiva e inductiva
Generación de armónicas	Internamente alta (gran TCR en pu). Requiere filtrado significativo	Internamente muy baja. Las resonancias (y limitación de corriente) pueden necesitar reactores de ajuste	Internamente baja (pequeño TCR en pu). Requiere filtrado	Puede ser internamente muy baja (convertidores multipulso, multinivel). No puede requerir filtrado
Máximo defasamiento teórico	Medio ciclo	Un ciclo	Un ciclo	Insignificante
Desempeño transitorio bajo disturbios de voltaje en el sistema	Pobre. (El FC causa sobrevoltajes transitorios en respuesta a disturbios escalonados)	Puede ser neutral. (Los capacitores pueden switchearse fuera para minimizar los sobrevoltajes transitorios)	Puede ser neutral. (Los capacitores pueden switchearse fuera para minimizar los sobrevoltajes transitorios)	Tiende a amortiguar los transitorios. (Fuente de voltaje de baja impedancia)

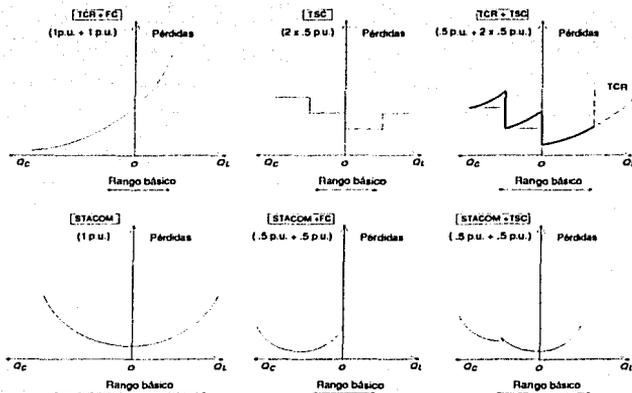


Figura 5.42. Resumen de las curvas características de pérdidas contra salida de VARs de diferentes esquemas de generadores estáticos de VARs.

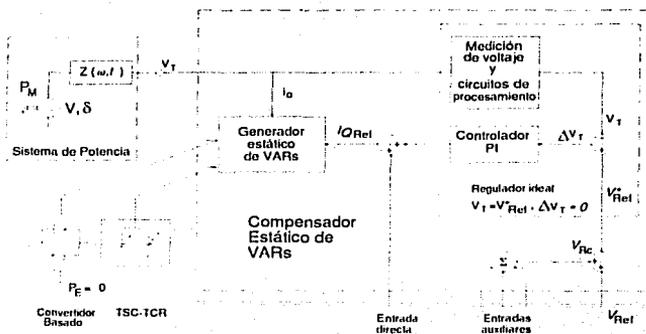


Figura 5.43. Esquema general de control de un generador estático de VARs.

Si la compensación apropiada del sistema de potencia de CA requiere una variación específica en la amplitud del voltaje terminal con respecto al tiempo u otra variable, entonces una señal de corrección apropiada V_{Rc} , derivada de las entradas auxiliares, se suma a la señal de referencia fija V_{Ref} con el objeto de obtener la señal de referencia efectiva deseada (variable) V_{Ref}^* de los controles de lazo cerrado y el voltaje terminal V_T .

V.3.1 La Disminución de la Regulación

En muchas aplicaciones, el compensador estático no se usa como un regulador de voltaje terminal perfecto, sin embargo, el voltaje terminal se varía en proporción con la corriente de compensación. Hay varias razones para esto:

1. El rango de operación de un compensador, dados rangos máximos capacitivo e inductivo puede extenderse si se permite una "caída" en la regulación. La "caída" en la regulación significa que se permite que el voltaje terminal sea menor que el nominal y sin valor de carga en compensación capacitiva total, y, a la inversa, se permita ser más alto que el valor nominal en compensación inductiva total.
2. La regulación perfecta (caída o disminución cero) podría resultar en un punto de operación pobre, y una tendencia a la oscilación, si la impedancia del sistema exhibida en la región "monótona" (de baja impedancia) está en el rango de operación de frecuencia de interés.
3. Una "caída" o disminución de regulación tiende a reforzar la distribución automática de carga entre los compensadores así como otros dispositivos de regulación de voltaje normalmente empleados para controlar el voltaje de transmisión.

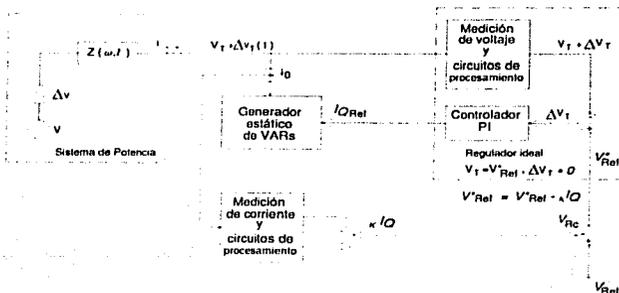


Figura 5.44. Implementación de la inclinación V-I por medio de un ciclo de control secundario que cambia el voltaje de referencia en proporción a la corriente de línea.

La curva de voltaje terminal deseado contra salida de corriente del compensador puede ser establecida por un ciclo de control menor usando la entrada auxiliar definida como se muestra esquemáticamente en la Figura 5.44. Una señal proporcional a la amplitud de la corriente de compensación kI_Q con una polaridad ordenada (corriente capacitiva es negativa y corriente inductiva es positiva) se deriva para sumar a la referencia V_{ref} . La referencia efectiva V_{ref}^* controla el voltaje terminal. De esta manera:

$$V_{ref}^* = V_{ref} + kI_Q, \quad (5.14)$$

En (5.14), k , la disminución de regulación y se define por:

$$k = \frac{\Delta V_{C_{max}}}{I_{C_{max}}} = \frac{\Delta V_{L_{max}}}{I_{L_{max}}}, \quad (5.15)$$

donde $\Delta V_{C_{max}}$ es la desviación (disminución) del voltaje terminal de su valor nominal en máxima salida de corriente capacitiva ($I_{Q_{max}} = I_{L_{max}}$), $\Delta V_{L_{max}}$ es la desviación (incremento) del voltaje terminal de su valor nominal en salida de corriente inductiva máxima ($I_{Q_{max}} = I_{L_{max}}$), $I_{C_{max}}$ es la corriente de compensación máxima capacitiva, y $I_{L_{max}}$ es la máxima corriente de compensación inductiva.

La ecuación (5.14) indica que V_{ref}^* se controla para decrementarse por debajo del valor nominal (set) (sin compensación) con un incremento de corriente de compensación capacitiva (como se determina por la disminución seleccionada k), y, a la inversa, se controla para incrementarse con un incremento en la corriente de compensación inductiva hasta que se alcanza la máxima corriente de compensación capacitiva o inductiva respectivamente. Consecuentemente, la amplitud del voltaje terminal, V_t , se regula a lo largo de un intervalo de la disminución lineal sobre el rango de control del compensador. Para cambios del voltaje terminal fuera del rango de control lineal, la salida de corriente del compensador se determina por la curva característica $V-I$ del generador de VARs usado. Eso es, la corriente de compensación permanecerá en el valor capacitivo o inductivo máximo en el caso del generador de VARs basado en convertidor (por ejemplo: si el compensador considerado es un STATCOM) y, en contraste, cambiará en la forma de capacitor o inductor fijo en el caso de un generador de VARs del tipo impedancia variable (TCR/TSC), (por ejemplo: si el compensador es un SVC).

En la Figura 5.45 se muestra una curva característica típica de voltaje terminal contra corriente de salida de un compensador estático con una disminución específica, junto con una "línea de carga" particular (curva de voltaje contra corriente reactiva) del sistema de CA. La línea de carga 1 interseca la curva $V-I$ del compensador en el voltaje nominal (referencia), de esta forma, la salida de corriente del compensador es cero. La línea de carga 2 está debajo de la línea de carga 1, debido al decremento del voltaje del sistema de potencia (por ejemplo: paro del generador). La intersección con la curva $V-I$ del compensador para la corriente de compensación capacitiva se llama $I_{c,2}$. La línea de carga 3 está por encima de la línea de carga 1, debido a un incremento en el voltaje del sistema de potencia (por ejemplo: rechazo de

carga). Su intersección con la curva $V-I$ del compensador define la corriente de compensación inductiva I_{L1} . Los puntos de intersección de las líneas de carga 2 y 3 con los ejes verticales (voltaje) definen la variación de voltaje terminal sin compensación. La variación de voltaje terminal con compensación, en el rango de operación lineal bajo condiciones de estado estable y cambios lentos del sistema se determina completamente por la disminución de regulación, independiente del tipo de generador de VARs usado, como se observa en la Figura 5.45. Fuera del rango de operación lineal, el STATCOM y el SVC actúan de manera diferente, como se indica en la figura. El desempeño dinámico de los dos tipos de compensador también es diferente.

V.3.2 Función de Transferencia y Desempeño Dinámico

La curva $V-I$ del compensador estático mostrado en la Figura 5.45 representa una relación de estado estable. El comportamiento dinámico del compensador en un rango de compensación lineal puede ser caracterizado por la función de transferencia básica del diagrama de bloques mostrado en la Figura 5.46. Este diagrama de bloques se deriva directamente del esquema de control básico mostrado en la Figura 5.44 y las funciones de transferencia establecidas por los generadores de VARs de impedancia variable (FC-TCR y TSC-TCR) y aquellos basados en convertidor descritos anteriormente.

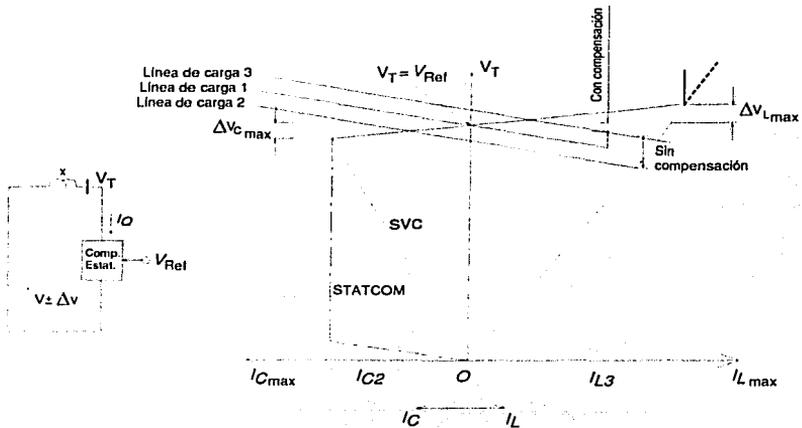


Figura 5.45. Curva característica $V-I$ del SVC y del STATCOM.

En el rango de operación lineal del compensador, el voltaje terminal V_T puede ser expresado de la Figura 5.46, en términos del voltaje interno V y el voltaje de referencia V_{ref} como sigue:

$$V_T = V \frac{1}{1 + G_1 G_2 H X} + V_{ref} \frac{G_1 G_2 X}{1 + G_1 G_2 H X}, \quad (5.16)$$

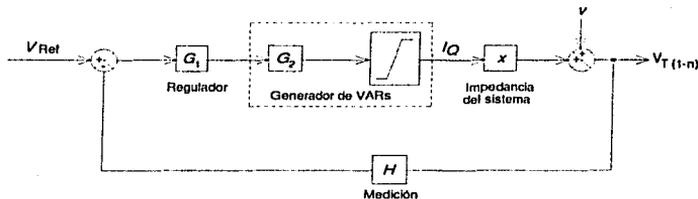


Figura 5.46. Diagrama de bloques de la función de transferencia básica del compensador estático de VARs.

Ya que el objetivo principal es establecer qué tan bien se regula el voltaje terminal contra el voltaje del sistema (variable), se permite que $V_{ref} = 0$ y se considera solamente una pequeña variación. Entonces la variación de la amplitud del voltaje terminal ΔV_T contra la variación de la amplitud del voltaje del sistema de potencia ΔV puede ser expresada en la siguiente forma:

$$\frac{\Delta V_T}{\Delta V} = \frac{1}{1 + G_1 G_2 H X} = \frac{1}{1 + G H X}, \quad (5.17)$$

donde:

$$G_1 = \frac{1/k}{1 + T_1 s}, \quad (5.18)$$

$$G_2 = e^{-T_2 s}, \quad (5.19)$$

$$G = G_1 G_2 = \frac{1/k}{1 + T_1 s} e^{-T_2 s}, \quad (5.20)$$

$$H = \frac{1}{1 + T_2 s}, \quad (5.21)$$

y T_1 = tiempo principal constante del controlador PI (típicamente cerca de 10 – 50 ms dependiendo del retraso de transporte del generador de VARs), T_2 = amplitud de medición del circuito de tiempo constante (típicamente cerca de 8 – 16 ms), T_d = retraso de transporte del generador de VARs (típicamente 2.5 ms para el TCR, 5.0 ms para el TSC y 0.2 – 0.3 ms para el convertidor), $X = \text{Im } Z$ (parte reactiva de la impedancia del sistema), k = disminución de regulación (típicamente de 1 – 5%) dado por (5.15), y s = operador de Laplace.

Debe señalarse que los controles de un compensador práctico frecuentemente emplean filtros en los circuitos de procesamientos de señales lo cual puede introducir constantes de tiempo adicionales en las funciones de transferencia afectadas. Algunas veces se emplean también circuitos de corrección de fase (adelanto / atraso).

Bajo condiciones de estado estable ($s \rightarrow 0$), (5.17) se hace:

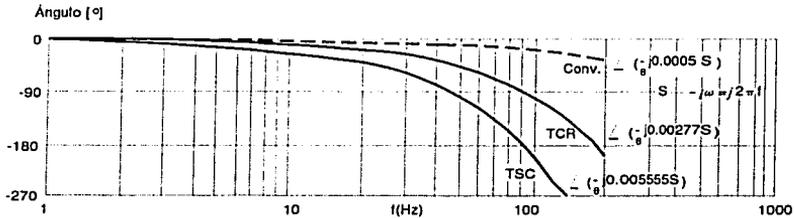
$$\frac{\Delta V_T}{\Delta V} = \frac{1}{1 + \frac{X}{k}} \quad (5.22)$$

La ecuación (5.22) confirma que la disminución se hace más pequeña ($k \rightarrow 0$) y el voltaje terminal permanece constante, independientemente de la variación del voltaje del sistema ($\Delta V_T / \Delta V \rightarrow 0$). De forma similar, con un incremento en la disminución ($k \gg X$) el voltaje terminal se hace no regulado ($\Delta V_T / \Delta V \rightarrow 1$).

Se nota también que (5.17) define el comportamiento dinámico del compensador como *una función de la impedancia del sistema de potencia*, eso es, la impedancia del sistema es una parte integral de la retroalimentación del ciclo. Esto significa que el tiempo de respuesta, y por lo tanto la estabilidad del control, es dependiente de la impedancia del sistema. Por esta razón, el control normalmente se optimiza para la impedancia máxima del sistema (capacidad de corto circuito mínima) esperada. Esto, por supuesto, significa que el tiempo de respuesta del sistema será algo mayor si la impedancia del sistema decrece (la capacidad de corto circuito se incrementa). Con compensadores estáticos prácticos, el peor caso de respuesta de tiempo esta típicamente en el rango de 30 a 70 ms (2 a 4 ciclos en la frecuencia del sistema de potencia). La tolerancia para la variación de la impedancia del sistema y el tiempo obtenible del peor caso son considerablemente dependientes del ancho de banda de frecuencias obtenible del compensador, el cual finalmente se limita por el retraso de transporte del generador de VARs empleado.

Con el objeto de estimar el ancho de banda obtenible y la estabilidad del ciclo cerrado de regulación de voltaje de dos tipos de compensadores estáticos (SVC y STATCOM), considérese la expresión general dada por (5.17). Esta ecuación caracteriza de igual forma ambos tipos, excepto por el "retraso de transporte", constante de tiempo T_d en la función de transferencia G_2 , la cual es cercana al orden de la magnitud más pequeña del STATCOM que para el SVC. Reconociendo que la característica de fase indeseable del término e^{-sT_d} , el perfeccionamiento del STATCOM que ofrece es muy significante desde el punto de vista del ancho de banda de frecuencia obtenible. En la Figura 5.47 se muestra la curva del ángulo de

fase del término e^{-Ts} (con $s = j\omega$) contra la frecuencia para los retrasos de tiempo del retraso de transporte establecidos previamente, $T_d = 5.55 \text{ ms}$ (TSC), $T_d = 2.77 \text{ ms}$ (TCR) y $T_d = 0.5 \text{ ms}$ (convertidor). Como se puede ver, la frecuencia en la cual el defasamiento alcanza 180° (donde la ganancia de ciclo cerrado del regulador de voltaje para la estabilidad debe ser menor que la unidad), es típicamente más de 10 veces para el generador de VARs basado en convertidor del STATCOM, que para el generador de VARs basado en el TSC y el TCR del SVC.



TSC: Capacitor Switcheado por Tiristor
 TCR: Reactor Controlado por Tiristor
 Conv: Convertidor de fuente de voltaje multipulso

Figura 5.47. Diagrama de bode del retraso de transporte caracterizando los elementos controlados de un generador estático de VARs: el TSC, el TCR, y el Convertidor.

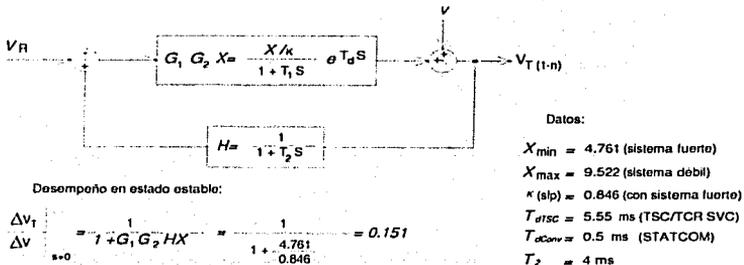


Figura 5.48. Ejemplo de compensación para demostrar el efecto del retraso de transporte en la estabilidad de la regulación de voltaje ante la variación de la impedancia del sistema.

Se muestra de 5.17 que, si la impedancia del sistema varía (como generalmente ocurre en la práctica debido a los disparos de línea, paro de generadores, etc.), el compensador permanecerá estable solamente si la ganancia de ciclo global contra la frecuencia, determinada por el producto $G_1 G_2 H X$, es menor que la unidad con la máxima impedancia del sistema (sistema más débil) antes que el ángulo de $G_1 G_2 H X$ contra la frecuencia alcance 180° . Esto se logra usualmente fijando, la constante de tiempo del principal amplificador de error. Para ilustrar esto, considérese el regulador de voltaje básico basado en el compensador mostrado en la Figura 5.43, con la representación de la función de transferencia y los datos definidos correspondientes de la Figura 5.48. Si el compensador es un STATCOM con $T_d = 0.5 \text{ ms}$, y de esta manera con $G_2 = e^{j\omega T_d}$, entonces la operación estable con un ancho de banda de regulación de 65 Hz ($T_1 = 14 \text{ ms}$) se mantiene sobre el doble del rango total de la impedancia del sistema. Como ilustra el diagrama de Bode en la Figura 5.49(a) y (b), con un sistema fuerte ($X = 4.761$) la ganancia principal (ganancia en 180° de defasamiento angular) es por lo menos -20 dB e incluso con el sistema débil ($X = 9.522$) se mantiene un margen de ganancia confortable de alrededor de -10 dB . En contraste, como ilustran los diagramas de Bode de las Figuras 5.50(a) y (b), para el SVC basado en TSC/TCR ($T_2 = 5.55 \text{ ms}$), incluso si el ancho de banda se limita a 35 Hz ($T_1 = 35 \text{ ms}$) se volverá inestable, (la ganancia se hará positiva en defasamiento angular de 180°) cuando la impedancia del sistema alcanza su valor máximo. Para una estabilidad aceptable, el ancho de banda del SVC tendría que reducirse más allá de 20 Hz. Un ancho de banda reducido, por supuesto, resultaría en una respuesta reducida de las perturbaciones del sistema. Si se encuentra en la aplicación una amplia variación en la impedancia, y se requiere una respuesta rápida, entonces el SVC basado en TSC/TCR tendría que ser equipado con un ajuste automático de ganancia, lo que cambiaría la ganancia de cualquier regulación de acuerdo con la impedancia prevaeciente del sistema o con el sentido de una tendencia oscilatoria en el control.

V.3.3 Perfeccionamiento de la estabilidad transitoria y amortiguamiento de la oscilación de potencia

Como se dijo anteriormente, el perfeccionamiento de la estabilidad transitoria y amortiguamiento de oscilación de potencia requieren la variación del voltaje en la línea de transmisión (terminal) con el objeto de controlar la potencia transmitida así como contrarrestar la aceleración o desaceleración prevaeciente del disturbio de la máquina(s).

Perfeccionamiento de la estabilidad transitoria. La estabilidad transitoria indica la capacidad del sistema de potencia para recuperarse de una disturbio mayor siguiente. Un disturbio mayor; por ejemplo, una falla severa en una línea cargada considerablemente puede resultar en un gran decremento, en forma de escalón, en la potencia eléctrica transmitida mientras los generadores se alimentan con potencia mecánica de entrada. La diferencia entre la entrada mecánica y la potencia de salida eléctrica causa que las máquinas se aceleren. Como se explicó anteriormente, la estabilidad transitoria en un nivel de potencia dada y tiempo de liberación de falla es principalmente determinada por la curva de P contra δ del sistema de post falla que controla la transmisión de potencia eléctrica y, por consiguiente, el rango de absorción de energía de la máquina.

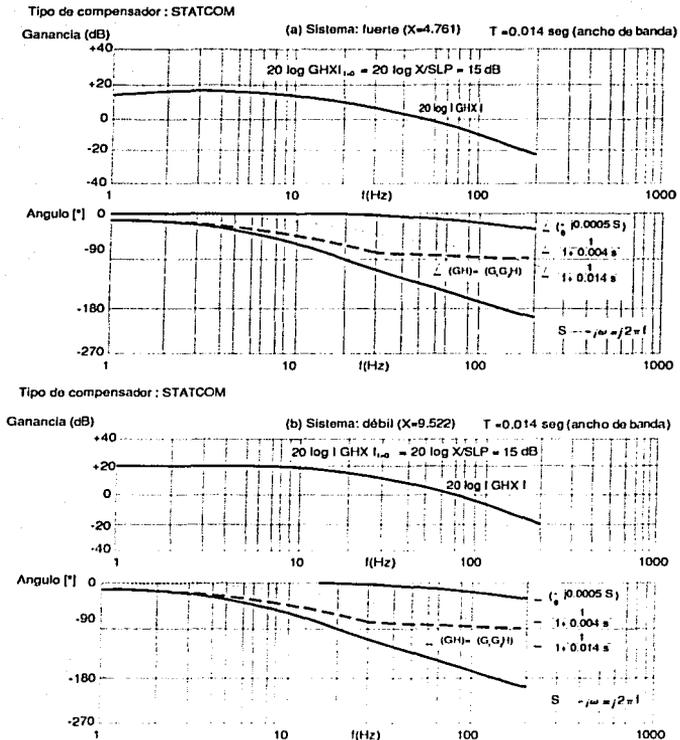


Figura 5.49. Diagramas de bode de ganancia y ángulo contra frecuencia que representan el caso cuando el STATCOM regula el voltaje de un sistema fuerte (de baja impedancia) (a) y de un sistema débil (de alta impedancia) (b).

Como se muestra en esta sección, un compensador estático, controlado para regular el voltaje terminal, puede incrementar la estabilidad transitoria manteniendo el voltaje de transmisión (en el punto medio de algunos puntos intermedios apropiados) de cara a incrementar el flujo de

potencia encontrado inmediatamente después de la liberación de la falla. No obstante, la estabilidad transitoria puede ser incrementada más allá con un incremento temporal del voltaje sobre la referencia de regulación para la duración del primer periodo de aceleración de la máquina.

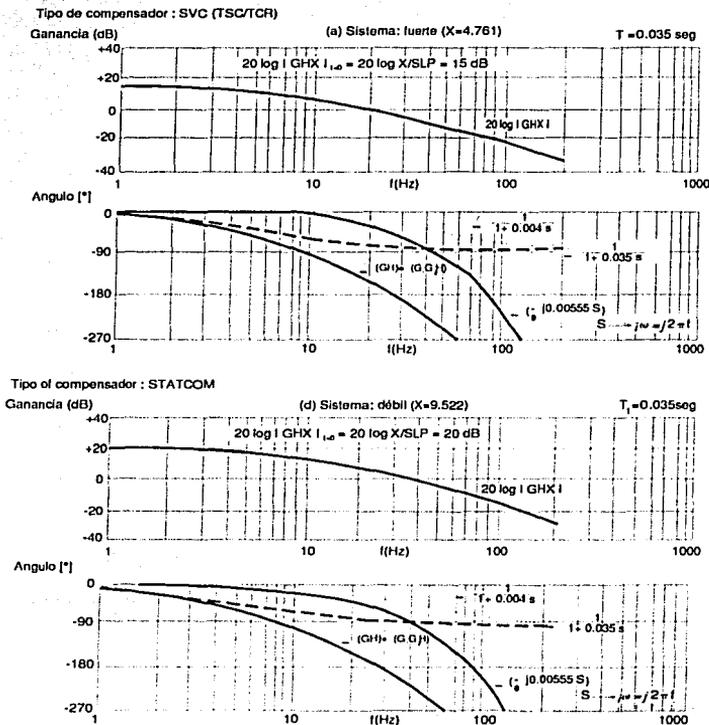


Figura 5.50. Diagramas de bode de ganancia y ángulo contra frecuencia que representan el caso cuando el SVC regula el voltaje de un sistema fuerte (de baja impedancia) (a) y de un sistema débil (de alta impedancia) (b).

El aumento del voltaje sobre su valor nominal incrementará la potencia eléctrica transmitida y de esta forma incrementará también la desaceleración de la máquina. Esto se ilustra en la Figura 5.51, donde se muestra la gráfica P contra δ , de un sistema simple de dos máquinas con diferentes compensaciones de punto medio. La gráfica marcada $V_m = V$ representa la gráfica de P contra δ obtenida con un compensador ideal que mantiene constante el voltaje de punto medio (parte inferior de la Figura 5.1). Las gráficas marcadas STATCOM y SVC representan esos compensadores con un rango insuficiente para mantener constante el voltaje del punto medio sobre el rango total de δ . De esta forma estas gráficas de P contra δ son idénticas para que el compensador ideal suba a un δ específico ($\delta = \delta_1$) en el cual SVC se comporta como un capacitor fijo y el STATCOM como una fuente de corriente constante. En el intervalo entre δ_1 y π , las gráficas P contra δ son aquellas que corresponden a un capacitor fijo en el punto medio y una fuente de corriente reactiva constante. Las continuaciones de esas gráficas en el intervalo de δ_1 a cero muestran la curva característica de P contra δ del sistema de dos máquinas con la admitancia capacitiva máximas del SVC y con la corriente de salida capacitiva máxima del STATCOM. Eso es, en ángulos menores que δ_1 , la línea de transmisión está sobrecompensada (y, por supuesto, para ángulos mayores está bajo compensada). Esta capacidad de sobrecompensación del compensador puede ser explotada para mejorar la estabilidad transitoria con un incremento en la salida de VARs al valor máximo, después de la liberación de la falla y, por consiguiente, igualar el área de energía de aceleración (A_1) con la de energía de desaceleración (A_2) con un pequeño δ_{crit} , como se indica en la figura. Dependiendo del rango del compensador, y el incremento de voltaje permitido, el incremento en el margen de estabilidad transitoria obtenible (representado por ΔA_2) puede ser significativo.

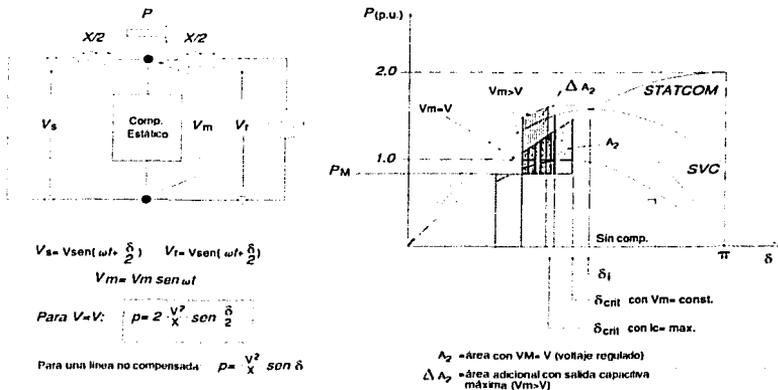


Figura 5.51. Mejora de la estabilidad transitoria obtenida por el incremento temporal en el voltaje de transmisión (en el punto medio) del SVC y STATCOM.

La implementación del perfeccionamiento de la estabilidad transitoria en el esquema de control básico mostrado en la Figura 5.43 puede ser llevado a cabo simplemente sumando una señal δV a la señal de referencia de voltaje fijo V_{ref} , como se ilustra en la Figura 5.52. La señal δV puede ser derivada del rango de cambio de la potencia transmitida, corriente de línea o frecuencia del sistema, indicando el cambio angular de las máquinas con disturbios.

Amortiguamiento de oscilación de potencia. Como se discutió anteriormente, el amortiguamiento de oscilación de potencia generalmente requiere la variación del voltaje en la terminal del compensador, en proporción con el rango de cambio del ángulo de rotor efectivo (o transmisión de potencia). Los cambios en el ángulo del rotor, por supuesto, resultan en variaciones de frecuencia y potencia real. En la práctica, usualmente la variación de la potencia real transmitida o la frecuencia del sistema se mide y se usa para controlar la salida de VARs para producir la variación de voltaje terminal deseada.

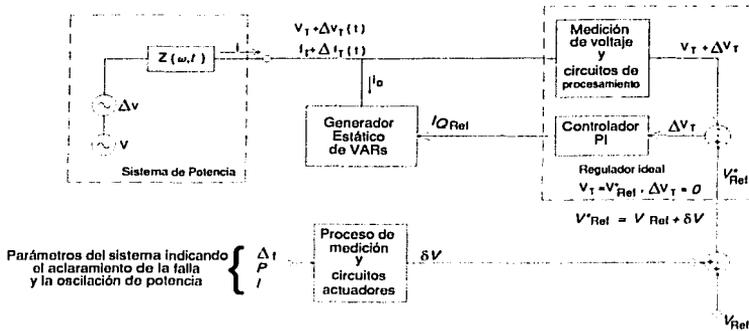


Figura 5.52. Implementación del concepto de la mejora de la estabilidad transitoria por el incremento en el voltaje de referencia durante la primera oscilación de un disturbio grave.

El esquema funcional de control para amortiguamiento de oscilaciones de potencia (y para proporcionar la regulación de voltaje terminal cuando la oscilación de potencia está ausente) se muestra en la Figura 5.53. En este esquema, la misma idea general de modificar la referencia de voltaje fijo por una señal de control auxiliar para derivar el voltaje de referencia efectivo que controla el voltaje terminal se lleva a cabo de nuevo. En consecuencia, una señal correspondiente a la variación de potencia real o la frecuencia del sistema se suma a la señal de voltaje de referencia fija V_{ref} . La señal sumada causa la corriente de salida del compensador para variar (oscilar) alrededor del punto de operación fijo para controlar el voltaje terminal así como para ayudar al amortiguamiento del sistema. Esto es, el voltaje terminal se incrementa cuando, por ejemplo, la desviación de frecuencia $\Delta f \approx d(\Delta\delta)/dt$ es positiva (con el objeto de incrementar la potencia eléctrica transmitida y por consiguiente para oponerse a la aceleración

de los generadores) y esta decrece cuando Δf es negativa (para reducir la potencia eléctrica transmitida y por consiguiente para oponerse a la desaceleración de los generadores).

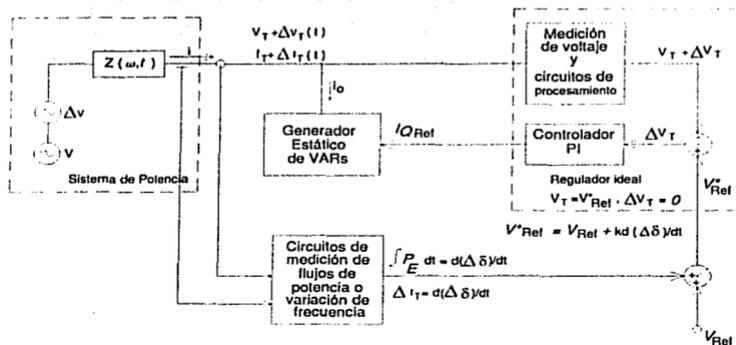


Figura 5.53. Implementación del amortiguamiento de oscilación de potencia por la modulación del voltaje de referencia de acuerdo a las variaciones de frecuencia o flujos de potencia.

Un amortiguamiento efectivo de oscilación de potencia puede ser alcanzado también por el esquema de control alternativo mostrado en la Figura 5.54. En este esquema, la señal que representa la oscilación de potencia se alimenta directamente de la entrada del generador estático de VARs. Esto puede hacerse para evitar las constantes de tiempo asociadas con el ciclo regulador de voltaje terminal y para mejorar el tiempo de respuesta global, o para simplificar el sistema de control si el único propósito del compensador es el amortiguamiento de oscilación de potencia. Este arreglo es particularmente apropiado para la implementación de la estrategia de control de tipo "disparo – disparo" que alterna la salida de VARs entre los máximos valores, positivo y negativo obtenibles.

El esquema de control mostrado en la Figura 5.54 puede también ser usado con éxito para oscilaciones subsíncronas amortiguadas encontradas con líneas de transmisión que emplean compensación capacitiva serie. La frecuencia de la oscilación subsíncrona es normalmente significativamente más alta que la de oscilación de potencia normal. Para amortiguamiento de oscilación subsíncrona, la velocidad angular del generador es usualmente medida directamente usando, por ejemplo, un transductor magnético de rueda dentada localizado en el eje del rotor.

V.3.4 Control de Reserva de VARs (punto de operación)

Como es evidente de lo tratado en las secciones previas, un compensador estático tiene la capacidad funcional de manipular las condiciones dinámicas del sistema, tal como la

estabilidad transitoria y amortiguamiento de oscilación de potencia en adición para proporcionar la regulación de voltaje. Incluso en el área de regulación de voltaje, el compensador estático se ve principalmente como una fuente rápida de VARs para neutralizar rápida e inesperadamente los disturbios de voltaje debidos a fallas, switcheo de cargas y líneas, paro de generadores, etc. Con el objeto de cumplir esos requerimientos en las operaciones es necesario asegurar que el compensador tendrá suficiente capacidad de VARs para manipular disturbios dinámicos impredecibles. Esto es frecuentemente acompañado con un control automático que mantiene una reserva de VARs predeterminada ajustando el punto de operación del compensador.

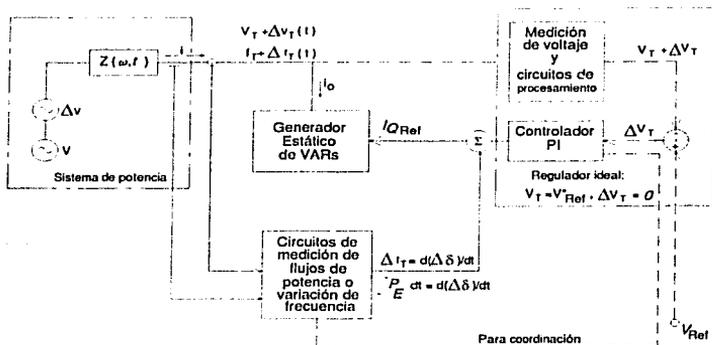


Figura 5.54. Método alternativo de amortiguamiento de oscilación de potencia por la modulación de la corriente de referencia del generador estático de VARs de acuerdo a las variaciones de frecuencia o flujos de potencia.

El objetivo de este control es limitar la salida de potencia reactiva de estado estable del compensador en un valor de referencia dado. El concepto básico es permitir que el compensador pueda cambiar rápidamente su salida para contrarrestar los disturbios transitorios. Sin embargo, cuando un disturbio resulta en un nuevo punto de operación, con una salida de VARs estable, el control de VARs de reserva efectivamente cambia el voltaje de referencia con el objeto de recobrar la salida de VARs lentamente y fijar un valor de referencia, y, por consiguiente, activar fuentes de VARs "lentas" (por ejemplo: capacitores mecánicamente switcheados) y otros medios de compensación (por ejemplo: excitación del generador) para recoger la carga de VARs de estado estable. El tiempo de respuesta de este ciclo de control es lento con el objeto de no interferir con la rápida regulación de voltaje o cualquier estabilización rápida o funciones auxiliares que pueden ser incluidos en el control de salida de VARs global.

Un esquema posible para implementar un control de reserva de VARs básico se muestra en la Figura 5.55. La magnitud de la corriente de salida del compensador se mide y compara contra

la referencia I_Q^* . La señal de error ΔI_Q se procesa por un integrador de constante de tiempo grande y se suma a la referencia de voltaje fijo V_{Ref} . Esto fuerza la señal de entrada del regulador de voltaje para cambiar hasta que la diferencia entre la corriente de salida real del compensador y la referencia de salida de corriente de estado estable I_Q^* sean iguales.

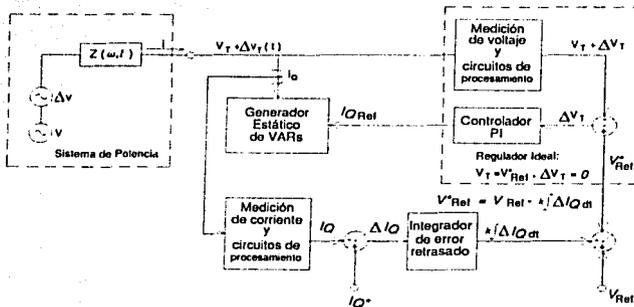


Figura 5.55. Implementación del control de reserva de VARs.

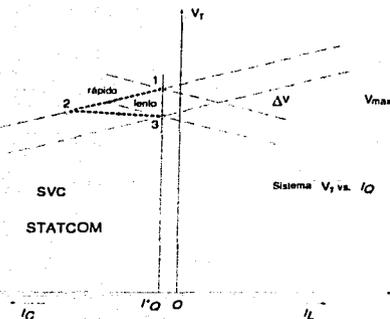


Figura 5.56. Diagrama que ilustra el concepto de control de reserva de VARs.

La operación del control de reserva de VARs simple descrito, se ilustra en la Figura 5.56. Suponiendo que el compensador está operando en el punto ($I_Q = I_{C1}$) en la curva $V-I$ cuando un disturbio en la forma de una caída inesperada ΔV_T ocurre en la amplitud del voltaje terminal. El cambio de voltaje ΔV_T fuerza, vía el ciclo de regulación de voltaje rápido, la salida de corriente para incrementarse desde el valor de estado estable I_Q^* a I_{C2} y el compensador asume un punto de trabajo 2 en la curva $V-I$. Sin embargo, puesto que $I_{C2} > I_Q^*$, una señal de error ΔI_Q se genera con el ciclo de control de reserva de VARs, la cuál, vía el integrador lento, cambia la señal de referencia del regulador de voltaje, forzando el compensador para reducir lentamente su salida de corriente. El compensador finalmente asume un nuevo estado estable en el punto de trabajo 3 en la curva $V-I$.

V.3.5 Resumen del Control del Compensador

La estructura de control de un compensador estático ilustra el principio fundamental de las señales de entrada auxiliares sobrepuestas en el voltaje básico de referencia, para llevar a cabo las funciones específicas de compensación automáticamente como se requiere por las condiciones del sistema como se muestra en la Figura 5.57. Con este principio, el compensador, con su rango de MVA y operando en una banda de frecuencia, actúa como un amplificador perfecto forzando la magnitud del voltaje terminal regulado para llevar a cabo la referencia de voltaje efectiva, la cuál es la suma de la magnitud de referencia de voltaje fijo y señales auxiliares. La referencia efectiva de esta manera define los modos de operación y características (por ejemplo: regulación de voltaje con el correspondiente punto de operación de estado estable y declive de regulación) así como las acciones deseadas en respuesta a cambios dinámicos de variables del sistema (por ejemplo: perfeccionamiento de la estabilidad transitoria y amortiguamiento de oscilación).

Aparte de las funciones de control de tiempo real ilustradas en la Figura 5.57, el sistema de control total de un compensador estático moderno tiene muchos otros elementos para manejar la operación apropiada y segura del equipo con alta fiabilidad y eficacia; así como acomodar la interfase apropiada con operadores locales y remotos, como se muestra a manera de glosario en la Figura 5.58. Los principales elementos de este sistema de control global del compensador incluyen:

1. Interfase entre válvulas de semiconductor de gran potencia, alto voltaje del switcheo de convertidor global y/o la estructura de TSC y TCR y un altamente sofisticado control de tiempo real requerido para la operación interna del generador de VARs y para las funciones de compensación del sistema deseadas. Esta interfase, transmitiendo comandos de gate desde el control a las válvulas y status de información desde las válvulas al control se implementa usualmente mediante conexiones ópticas.
2. Medición de señales y circuitos de procesamiento para el sistema y equipo variables. El control de tiempo real y los relevadores de protección (y displays de operación) necesitados como entradas ciertas de las variables del sistema, tal como voltaje terminal y salida de corriente del compensador, así como voltajes internos apropiados y corrientes

del equipo, de cuya magnitud, fase, frecuencia, y otra información relevante puede ser derivada para llevar a cabo en condiciones del sistema de tiempo real y operación del equipo supervisor.

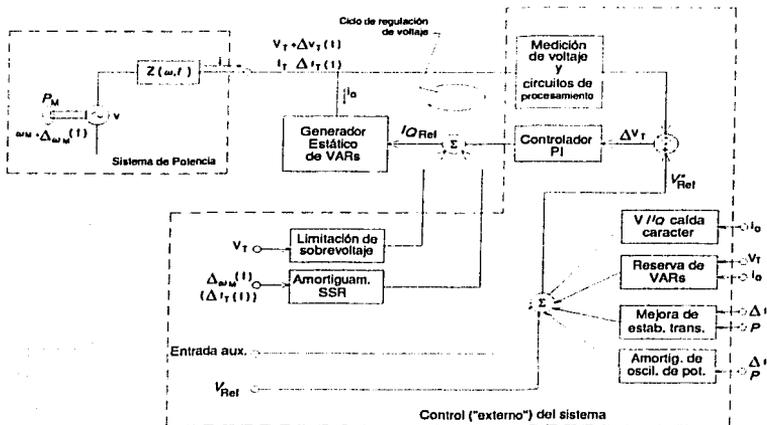


Figura 5.57. Estructura de control básico del compensador para compensación multifuncional del sistema de potencia.

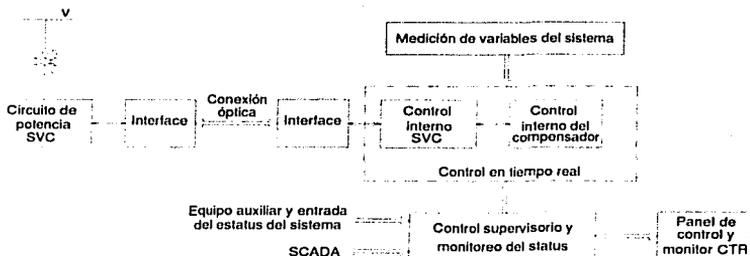


Figura 5.58. Elementos principales del control completo que opera un compensador estático.

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

3. Control supervisorio y supervisor de status cuyas interfaces con el total de las partes del compensador, incluyendo todas las componentes esenciales del compensador apropiado y su equipo de soporte (por ejemplo: sistema de enfriamiento, fuentes de poder, interruptores, interlocks, etc.). Este recoge la información del status de cualquier parte del sistema, usualmente vía conexiones de comunicación seriales, organiza e interpreta los datos de status para determinar la integridad operacional del compensador y proporcionar diagnósticos para posibles malfunciones y fallas. También lleva a cabo la secuencia de inicio y paro y otras rutinas operativas del compensador y proporciona ligas de comunicación apropiadas para los operadores locales y remotos.
4. La interfase del usuario con la gráfica CRT desplegada es usualmente proporcionada por una computadora con un monitor CRT apropiado, teclado, y dispositivo puntero para entrada de datos. Esta computadora usualmente tiene una liga serial para el status del procesador y corre una pantalla gráfica y software de control. Por medio de la interfase una gran cantidad de información está disponible para la operación, diagnóstico y propósitos de mantenimiento en una forma numérica y gráfica. La información incluye: información del status de las válvulas, identificación de fallas en semiconductores de potencia y otras componentes y circuitos asociados; selección de modos de operación del compensador y control asociado y parámetros operacionales; control de operación y redundancia; y status del equipo de soporte tal como sistema de enfriamiento, fuentes de potencia auxiliares, interruptores, etc. Y status de clima del edificio (temperatura, humedad, etc.)

V.4 Comparación entre SVC y STATCOM

Con las bases de las explicaciones proporcionadas en las secciones previas debe ser claro que, en el rango de operación lineal, la característica $V-I$ y la capacidad de compensación funcional del STATCOM y el SVC son similares. Sin embargo, los principios básicos de operación, los cuales con un generador de VARs basado en convertidor, que funciona como una fuente de voltaje sincrona conectada en derivación, son fundamentalmente diferentes de los del SVC, los cuales, con reactores controlados por tiristor y capacitores switcheados por tiristor, funcionan como una admitancia reactiva controlada conectada en derivación. La diferencia operacional básica (fuente de voltaje contra admitancia reactiva) da, para las características funcionales superiores globales del STATCOM, mejor desempeño, y gran flexibilidad de aplicación que aquella obtenible con el SVC. Esas características operacionales y de desempeño se resumen aquí, con las razones físicas fundamentales detrás de ellas, y con los beneficios de aplicación correspondientes.

V.4.1 Curvas características $V-I$ y $V-Q$

El STATCOM es esencialmente una fuente de voltaje alterno detrás de una reactancia de acoplamiento con las características $V-I$ y $V-Q$ correspondientes mostradas en las Figuras 5.59(a) y 5.60(a), respectivamente. Estas muestran que el STATCOM puede ser operado sobre el rango de corriente de salida total incluso en valores muy bajos (teóricamente cero), típicamente cerca de 0.2 p.u., niveles de voltaje del sistema. En otras palabras, la corriente de salida máxima inductiva y capacitiva del STATCOM puede ser mantenida independientemente

del voltaje del sistema de CA, los máximos de generación o absorción de VARs cambian linealmente con el voltaje del sistema de CA.

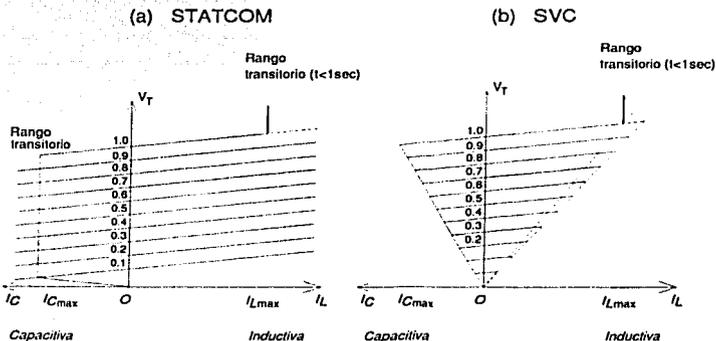


Figura 5.59. Curva característica V-I del STATCOM (a) y del SVC (b).

En contraste con el STATCOM, el SVC que está compuesto de reactores y capacitores switcheados por tiristor, se vuelve una admitancia capacitiva fija en salida completa. De esta manera, la máxima corriente de compensación obtenible del SVC decrece linealmente con el voltaje del sistema de CA, y la máxima salida de VARs decrece con el cuadrado de este voltaje, como se muestra en las Figuras 5.59(b) y 5.60(b), respectivamente. El STATCOM es, por lo tanto, superior que el SVC en soporte, ya que proporciona soporte de voltaje bajo grandes disturbios del sistema durante los cuales las excursiones de voltaje estarán fuera del rango de operación lineal del compensador. La capacidad de proporcionar la corriente de compensación máxima al voltaje del sistema reducido habilita el STATCOM para llevar a cabo, en una variedad de aplicaciones, la misma compensación dinámica que un SVC de rango considerablemente superior.

Como ilustran las Figuras 5.59(a) y 5.60(a), el STATCOM puede, dependiendo de los semiconductores de potencia usados, tener un rango transitorio, incrementando ambas regiones de operación: inductiva y capacitiva. (El SVC no tiene medios para incrementar transitoriamente la generación de VARs ya que la máxima corriente capacitiva que puede proporcionar es estrictamente determinada por el tamaño del capacitor y la magnitud del voltaje del sistema). La sobrecorriente transitoria máxima obtenible del STATCOM en la región capacitiva se determina por la máxima capacidad de corriente de apagado de los semiconductores de potencia (por ejemplo, tiristores GTO) empleados. En la región de operación inductiva los semiconductores de potencia de un convertidor elemental, switchwado en la frecuencia fundamental, son conmutados naturalmente. Esto significa que el rango de

corriente transitoria del STATCOM en el rango inductivo es, teóricamente, limitado solamente por la temperatura de unión del GTO máxima permisible, la cual en principio permitiría la utilización del rango transitorio superior en el rango de aquel obtenible en el rango capacitivo. Sin embargo, debe notarse que esta posibilidad no existiría generalmente si los polos del convertidor fueran operados para producir una forma de onda de modulación por ancho de pulso, cuando la conducción de corriente entre las válvulas superior e inferior se transfiriera varias veces durante cada medio ciclo fundamental. Incluso con convertidores sin PWM, las condiciones anormales de operación deben considerarse cuidadosamente en la implementación de los rangos transitorios sobre la capacidad de corriente pico de apagado de los semiconductores empleados, ya que si una conmutación natural esperada fuera evitada por cualquier razón, la falla del convertidor requeriría un paro forzado.

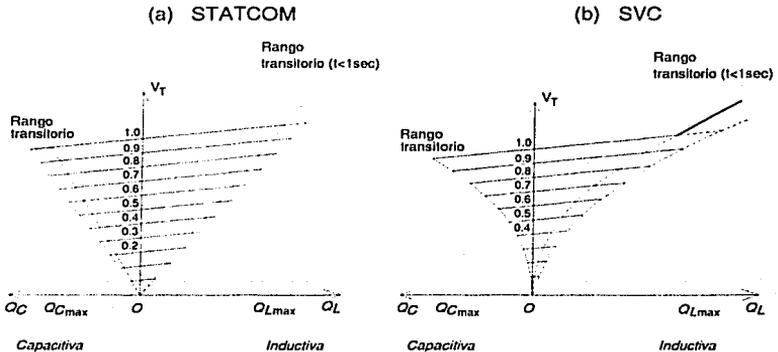


Figura 5.60. Curva característica V-Q del STATCOM (a) y del SVC (b).

V.4.2 Estabilidad Transitoria

La habilidad del STATCOM para mantener salida de corriente capacitiva total en un bajo voltaje del sistema también la hace más efectiva que el SVC en el mejoramiento de la estabilidad transitoria (primera oscilación). La efectividad del STATCOM en el incremento de la potencia transmisible se ilustra en la Figura 5.61(a), donde la potencia transmitida P se muestra contra el ángulo de transmisión δ para el modelo usual de dos máquinas en varios rangos capacitivos definidos por la máxima salida de corriente capacitiva $I_{T,max}$. Por comparación, una relación equivalente P contra δ se muestra para un SVC en la Figura 5.61(b). Puede observarse que el STATCOM, justo como el SVC, se comporta como un compensador ideal en derivación de

punto medio con la relación P contra δ como se define por (5.2b), $P = (2V^2/\delta) \text{sen}(\delta/2)$ hasta que la máxima corriente de salida capacitiva $I_{c,max}$ se alcanza. Desde este punto de vista, el STATCOM se mantiene proporcionando esta máxima corriente de salida capacitiva (en lugar de una admittancia capacitiva fija como el SVC), independiente del siguiente incremento del ángulo δ y la variación consecuente del voltaje en el punto medio. Como un resultado, el agudo decremento de la potencia transmitida P en la región $\pi/2 < \delta < \pi$, caracterizando la transmisión de potencia de un sistema soportado por SVC, se evita y el área obtenible $\int P d\delta$ representa el mejoramiento en el margen de estabilidad, que se incrementa significativamente.

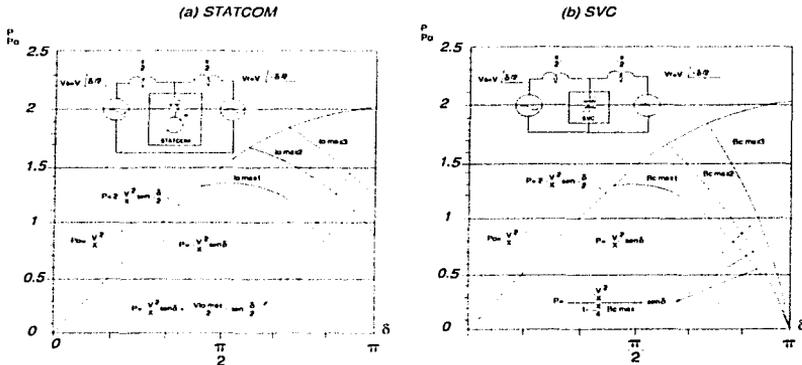


Figura 5.61. Curva de potencia transmitida contra ángulo de transmisión de un sistema de dos generadores con un STATCOM en el punto medio (a) y un SVC en el medio punto (b) obtenidos diferentes rangos de VARs.

El incremento en el margen de estabilidad obtenible con un STATCOM sobre un SVC convencional controlado por tiristor de rango idéntico se ilustra claramente con el uso del criterio de las áreas iguales explicado previamente en las Figuras 5.62(a) y (b). El sistema simple de dos máquinas, discutido en la revisión de los principios básicos de compensación en derivación [Figura 5.1(a)], se compensa en el punto medio por un STATCOM y un SVC del mismo rango de VARs. Por motivo de claridad, se asume que la potencia eléctrica de estado estable transmitida del sistema P_1 se hace cero. Durante la falla, la máquina del extremo fuente acelera (debido a la potencia mecánica de entrada constante), absorbiendo la energía cinética representada por el área matizada por debajo de la línea constante P_1 , e incrementando δ_1 a δ_2 ($\delta_2 > \delta_1$). De esta manera, cuando se restaura el sistema original después del libramiento de la falla, la potencia transmitida se hace mucho mayor que P_1 debido al mayor ángulo de

transmisión δ_c . Como un resultado, la máquina del extremo fuente empieza a desacelerar, pero δ se incrementa más allá hasta que la máquina pierde toda la energía cinética ganada durante la falla. La energía cinética recuperada se representa por el área sombreada entre la curva P contra δ y la línea de potencia constante P_1 . El área no sombreada restante bajo la curva P contra δ y sobre la línea de potencia constante P_1 proporciona el margen de estabilidad transitoria. Como puede observarse, el margen de estabilidad transitoria obtenido con el STATCOM, debido al mejor soporte del voltaje del punto medio, es significativamente mayor que el obtenible con el SVC de idéntico rango de VARs. Esto por supuesto significa que la potencia transmisible puede ser incrementada si la compensación de derivación se proporciona por un STATCOM en lugar que con un SVC, o, para el mismo margen de estabilidad, el rango del STATCOM puede disminuirse por debajo del rango del SVC.

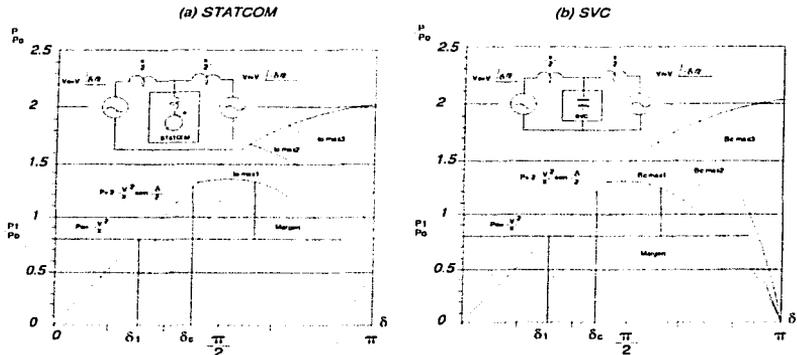


Figura 5.62. Mejora de la estabilidad transitoria obtenida con un STATCOM en el punto medio (a) y un SVC en el punto medio (b) para un rango de VARs dado.

V.4.3 Tiempo de Respuesta

El tiempo de respuesta obtenible y el ancho de banda del ciclo cerrado de regulación de voltaje del STATCOM es también significativamente mejor que aquellos del SVC. A pesar de que la regulación de voltaje de ciclo cerrado de ambos compensadores puede expresarse por la fórmula dada en (5.17), por ejemplo, $\Delta V_r / \Delta V = 1 / (1 + G_1 G_2 H X)$, la constante de tiempo T_d en la función de transferencia G_2 (la cuál caracteriza el "retraso de transporte" inherente en los circuitos de potencia del STATCOM y del SVC) tiene un orden cercano de magnitud menor para el STATCOM que para el SVC, por ejemplo, es típicamente desde menos de 200 μ s a 350 μ s para el STATCOM y de entre 2.5 y 5.0 ms para el SVC. Considerando que la curva del

ángulo cambia rápidamente contra la frecuencia del término $e^{-t/\tau}$, este mejoramiento es importante desde el punto de vista del ancho de banda de frecuencias obtenible. La práctica importante del ancho de banda de frecuencia más ancha no puede ser exagerado para aplicaciones que requieren respuesta rápida, pero incluso en aplicaciones de transmisión típicas, el STATCOM puede proporcionar operación estable con su frecuencia respectiva sobre una variación mucho más ancha de la impedancia de la red de transmisión que es posible con un SVC.

V.4.4 Capacidad para Intercambiar Potencia Real

Para aplicaciones que requieren compensación de potencia activa (real) es claro que el STATCOM, en contraste con el SVC, puede conectar un conveniente almacenamiento de energía con el sistema de CA para el intercambio de potencia real. Eso es, el STATCOM es capaz de controlar potencia real de una fuente de energía (gran capacitor, baterías, celda de combustible, almacenamiento magnético superconductor, etc.) y su terminal de CD y entregarle su potencia de CA al sistema. Puede también controlar la absorción de potencia desde el sistema de CA para mantener cargado el dispositivo de almacenamiento. Esta capacidad potencial proporciona una nueva herramienta para reforzar la compensación dinámica, mejorar la eficiencia del sistema de potencia y, potencialmente, prevenir paro de potencias.

El intercambio de potencia real y reactiva entre el STATCOM y el sistema de CA puede controlarse independientemente de cada otra combinación de generación y absorción de potencia real con generación y absorción de VARs. De esta manera, equipando el STATCOM con un dispositivo de almacenamiento de energía de capacidad apropiada pueden ejecutarse estrategias de control extremadamente efectivas con la modulación de la salida de potencia real y reactiva para el mejoramiento de la estabilidad transitoria y el amortiguamiento de oscilación de potencia. Debe notarse que para disturbios dinámicos de término cortos puede usarse un dispositivo consumidor de energía (por ejemplo, un resistor switcheado) en lugar del más caro almacenamiento de energía para absorber potencia del sistema de CA vía el STATCOM. Con este esquema simple, el STATCOM transferiría energía del sistema de CA a las terminales de CD donde sería disipada por el dispositivo consumidor de energía que sería switcheado dentro cuando la energía sobrante se detecte en esas terminales (por ejemplo, el incremento del voltaje de CD).

V.4.5 Operación con un sistema de CA desbalanceado

Los voltajes del sistema de CA están normalmente balanceados (el máximo desbalance usualmente no excede el 1%) y, por consiguiente, los compensadores normalmente controlan juntas las tres fases de sus salidas de potencia. Esto normalmente significa para el SVC que su control establece tres admitancias en derivación idénticas, una por cada fase. Consecuentemente, con voltajes del sistema desbalanceados, las corrientes de compensación en cada fase serían diferentes. Es posible controlar las tres admitancias de compensación individualmente ajustando el defasamiento angular de los TCR's así como hacer las tres corrientes de compensación idénticas. No obstante, en este caso el contenido de armónicas n-triples sería diferente en cada fase y su cancelación normal a través de la conexión en delta no tomaría lugar. Este modo de operación generalmente requeriría la instalación de los

usualmente no necesitados filtros de terceras armónicas. Por esta razón, el control individual de fase para SVC's en compensación de línea de transmisión es raramente empleado.

La operación del STATCOM bajo condiciones de sistema desbalanceado es diferente de la del SVC, pero las consecuencias de tal operación son similares. La operación del STATCOM está gobernada por las leyes físicas fundamentales requiriendo que la potencia instantánea neta de las terminales de CA y CD del convertidor de fuente de voltaje empleado debe ser siempre la misma. Esto es debido a que el convertidor no tiene almacenamiento interno de energía y de esta forma la energía transferida a través de éste es absolutamente directa, y consecuentemente la potencia instantánea neta en sus terminales de CA y CD debe ser igual.

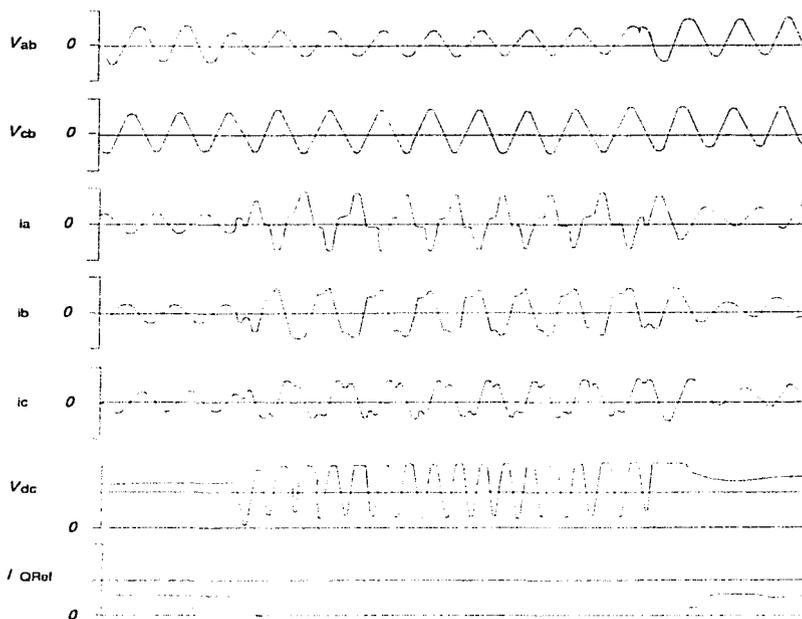


Figura 5.63. Formas de onda que ilustran la operación de un STATCOM (sin control de voltaje de fase individual) durante una falla de fase a tierra en el bus regulado.

Supóngase que el voltaje terminal de CD del STATCOM se soporta completamente por un capacitor de CD cargado apropiadamente (por ejemplo, no hay fuente o sumidero de potencia ligado a esta terminal), y que las pérdidas del convertidor son cero y su número de pulsos es infinito (convertidor ideal). Con voltajes terminales de CA senoidales perfectamente balanceados (proporcionados por el sistema de potencia de CA), el STATCOM proporcionará un conjunto de corrientes senoidales balanceadas en cuadratura con los voltajes del sistema; pero el capacitor de CD no experimentará corriente de carga ya que no se intercambia potencia real con el sistema de CA, debido a que la potencia instantánea neta permanece invariablemente cero en las terminales de CA del convertidor. Sin embargo, si los voltajes del sistema de CA se desbalancean, entonces una componente de potencia alterna de dos veces la frecuencia fundamental aparecerá en las terminales de CA del convertidor del STATCOM y esto será igualado por una corriente de carga de segunda armónica alterna en las terminales de CD, produciendo a su vez una componente de voltaje alterno asociado de la misma frecuencia a través del capacitor conectado en derivación en las terminales de CD. Si el control del convertidor ignora esta componente de voltaje de CA, esto es, si se opera para producir el voltaje de salida de CA como si el voltaje terminal de CD se comportara (por la operación de *switching* del convertidor) como una componente fundamental de secuencia negativa y una componente de tercera armónica de secuencia positiva en las terminales de CA. Como un resultado, el STATCOM en general, proporcionará una componente fundamental de corriente de secuencia negativa (en proporción a la diferencia entre su voltaje de secuencia negativa generado internamente y la componente de secuencia negativa del voltaje del sistema de CA) así como una componente de corriente de tercera armónica (de secuencia positiva).

Fuera de las componentes de los dos voltajes, generadas en la salida del STATCOM como un resultado del desbalance del sistema, la tercera armónica es claramente "no deseada". Considerando que el voltaje fundamental de secuencia negativa generado "naturalmente" por el convertidor con un capacitor de CD de tamaño apropiado, reduce significativamente la corriente de secuencia negativa que de otra manera estaría forzada a fluir por el voltaje del sistema de secuencia negativa, (el cuál podría ser muy grande durante fallas monofásicas), la tercera armónica no tiene claramente una función útil.

El comportamiento "natural" del STATCOM se ilustra en la Figura 5.63 donde se observan los registros relevantes de las formas de onda de voltaje y de corriente para un sistema de potencia simulado TNA con un hardware que realiza la simulación de un STATCOM de 48 pulsos a escala que se sujeta a una falla severa de línea a tierra. Los trazos en la figura muestran (de arriba hacia abajo): voltajes de fase a fase v_{ab} y v_{bc} (la fase a se va a tierra); las tres corrientes dibujadas para el STATCOM, i_a , i_b , i_c ; el voltaje del capacitor de CD v_{dc} ; y la corriente reactiva de referencia I_{crf} (limitada a 2 p.u.). En estado estable, el STATCOM estuvo produciendo corriente capacitiva de 1.0 p.u., cuando se sujeta a una falla de fase a tierra con duración de aproximadamente 5 ciclos. Se puede observar que, debido al voltaje del convertidor de secuencia negativa generado internamente (que iguala ampliamente el voltaje de secuencia negativa del sistema de CA desbalanceado), el STATCOM estuvo proporcionando durante la falla sustancialmente balanceada, corrientes de compensación capacitivas con la máxima magnitud de 2.0 p.u., pero con una distorsión de tercera armónica considerable. Sin embargo, las armónicas, presentes solamente durante el periodo de falla de 5 ciclos son, discutiblemente, de consecuencia insignificante (ya que, probablemente, bajo esta condición significativamente se genera una distorsión mayor por varios componentes estáticos

y electromagnéticos rotativos presentes en el sistema). Por otro lado, el STATCOM, como se evidenció en la figura por la compensación capacitiva mantenida, puede proporcionar un soporte robusto del sistema durante la falla. Esto, con la respuesta rápida del STATCOM en la liberación de la falla, podría grandemente contribuir a la estabilidad del sistema. (Debe notarse que en la práctica el límite de sobrecorriente del STATCOM, por razones económicas, normalmente sería ajustado más abajo que 2.0 p.u. usado en este ejemplo ilustrativo).

El comportamiento natural del STATCOM caracterizado anteriormente se relaciona con el modo de operación en el cual los tres voltajes de salida se controlan juntos, eso es, no se aplica control de voltaje monofásico. Este modo de operación es la mejor utilización del convertidor y generalmente la generación de armónicas más baja obtenible bajo condiciones normales del sistema con un método de síntesis de formas de onda empleado. Sin embargo, en aplicaciones especiales donde existe desbalance considerable del sistema, o donde van a ser compensadas grandes cargas desbalanceadas, el convertidor del STATCOM con estructura de polos apropiada y método de síntesis de forma de onda puede ser operada para controlar cada una de las fases de salida individualmente, eso es, para controlar las corrientes de compensación de secuencias positiva y negativa independientemente. No obstante, este tipo de operación es usualmente asociado con algunas cantidades de potencia de CA de fluctuación y por consiguiente, requiere un gran capacitor de CD típicamente en un STATCOM de un sistema de transmisión para acomodar el consecuente rizo de corriente de segunda armónica en las terminales de CD.

V.4.6 Curva característica de pérdidas contra salida de VARs

Como se muestra en las Figuras 5.38 y 5.27, la curva característica de pérdidas globales contra salida reactiva, así como las pérdidas de operación reales, del STATCOM son comparables con aquellas del SVC usando reactores controlados por tiristores y capacitores switcheados por tiristor. Ambos tipos de compensadores tienen pérdidas relativamente bajas (alrededor del 0.1 al 0.2%) y en la vecindad de salida de VARs nula. En promedio las pérdidas en ambos casos aumentan con un incremento en la salida de VARs alcanzando cerca del 1% de la salida nominal. Este tipo de curva característica de pérdidas contra salida se considera generalmente favorable para aplicaciones de transmisión, donde la demanda promedio de salida de VARs es normalmente baja y el compensador se aplica principalmente para manejar eventos dinámicos, contingencias del sistema, y posiblemente la coordinación del control de VARs global.

La contribución de pérdidas de semiconductores de potencia y componentes relacionadas con las pérdidas totales del compensador es más alta para el STATCOM que para el SVC. Esto es debido a que los dispositivos semiconductores de potencia disponibles actualmente con capacidad de apagado interna tienen mayores pérdidas de conducción que los tiristores convencionales. También las pérdidas de switcheo con interrupción forzada de corriente tienden a involucrar más pérdidas que con conmutación natural. No obstante es razonable esperar que los desarrollos de semiconductores históricamente rápidos reducirán las pérdidas de los dispositivos en los años siguientes, mientras que las pérdidas de los componentes de potencia convencionales, tales como reactores probablemente no cambiarán significativamente. De esta forma, los avances tecnológicos probablemente habrán ayudado a reducir las pérdidas globales del STATCOM más que las del SVC.

V.4.7 Instalación y tamaño físico

Desde el punto de vista de instalación física, debido a que el STATCOM no solamente controla sino que genera internamente la potencia reactiva de salida (ambas, capacitiva e inductiva), los grandes bancos de capacitores y reactores con sus interruptores de potencia y protecciones asociados, usados en SVCs controlados por tiristor convencionales no son necesarios, esto resulta en una reducción significativa en el tamaño global (cerca del 30% al 40%) así como en el trabajo de instalación y costo. El pequeño tamaño físico del STATCOM lo hace eminentemente conveniente para instalaciones en áreas donde el costo del terreno, y para aplicaciones donde cambios anticipados del sistema pueden requerir la relocalización de la instalación.

V.4.8 Ventajas del compensador híbrido

De las curvas de $V-I$ mostradas en la figura 5.39 y 5.40 para generadores de VARs híbridos que emplean un switcheo de convertidor de potencia con capacitores switcheados por tiristor y reactores controlados por tiristor, la deducción obvia es que, en general, las ventajas de operación y desempeño obtenibles con el STATCOM también las tiene un compensador híbrido.

En varios esquemas de compensador híbrido con arreglos de compensador TCR-TSC utilizados actualmente, se hace el reemplazo del TCR con un generador de VARs basado en convertidor. Este reemplazo resultaría en un número de ventajas significativas de operación y desempeño incluyendo:

1. Más rápida respuesta, ya que el convertidor puede proporcionar salida capacitiva antes que los TSCs puedan ser switcheados dentro (el TCR solamente puede absorber potencia reactiva).
2. Generación reducida de armónicos y la posible eliminación de filtros, ya que el convertidor puede diseñarse para tener generación muy baja de armónicas. (El TCR es la fuente de armónicos en el SVC).
3. Mayor flexibilidad para optimizarse por el criterio de evaluación de pérdidas al generar y absorber potencia reactiva, lo cual hace posible switchear los capacitores con una red de salida de VARs excedentes o una red de salida de VARs escasa que el convertidor entonces necesita para absorber y generar. (El TCR puede solamente absorber potencia reactiva, haciéndolo necesario para switchear los capacitores con una red de VARs en exceso. Por ejemplo, en una muy pequeña demanda de salida capacitiva el primer TSC puede ser switcheado dentro, lo cual fuerza al TCR a absorber una muy grande cantidad de VARs capacitivos en exceso, causando significativas pérdidas internas en ese punto de operación del compensador).

En contraste con el TCR y el arreglo de capacitor mecánicamente switcheado (MSC), la combinación de un STATCOM con MSCs puede proporcionar una excelente y económica solución para muchas aplicaciones. Esto es debido a que el STATCOM sería capaz de proporcionar salida de VARs capacitiva inmediatamente en demanda y solamente la salida

capacitiva adicional sería defasada por la operación del MSC. En contraste, en el arreglo TCR-
MSC no habría compensación antes que el primer MSC sería switchado dentro.

V.5 Sistemas Estáticos de VARs

Un sistema estático de VARs es según la definición CIGRE/IEEE, una combinación de compensadores estáticos y capacitores y reactores mecánicamente switcheados cuya operación se coordina. Un sistema estático de VARs no es, de esta forma, un arreglo de compensación bien definido ya que no tiene una curva característica $V-I$ uniforme y su tiempo de respuesta global es altamente dependiente de los dispositivos de switcheo mecánico utilizados.

El énfasis en un sistema estático de VARs está en su coordinación. El objetivo mayor es usualmente asegurar que el compensador estático, teniendo una curva característica $V-I$ bien definida y rápida velocidad de respuesta, este disponible para compensación dinámica y otros elementos globales del sistema de VARs manipulen las demandas de VARs de estado estable. Otra razón para la coordinación es minimizar las pérdidas de estado estable en el compensador y en el sistema de potencia global.

La coordinación de salida de VARs puede seguir estrategias diferentes. En la forma más simple, puede ser nada más que el control de reserva de VARs descrito previamente, lo cual fuerza la salida de un compensador estático para regresar a una referencia de VARs específica (o ajustable) después de cada cambio significativo de demanda de VARs en el sistema de potencia. Con este arreglo, la disponibilidad de una cantidad específica de capacidad de compensación rápida se pone en marcha por una acción de control automático, pero la demanda de VARs estable se abandona por otros medios indefinidos en el sistema de potencia (lo cual puede incluir reguladores de voltaje de generadores, compensadores síncronos (condensadores), y bancos de capacitores y reactores mecánicamente switcheados activados por reelevadores de sobrevoltaje y bajo voltaje) a abastecer.

Una política igualmente sencilla, pero de filosofía opuesta, es dejar que el compensador estático recoja la compensación reactiva que requiere, pero proporcione una señal de alarma para el distribuidor del sistema de potencia si se excede una salida de VARs específica. Se deja al distribuidor determinar si el compensador debe mantener proporcionando la compensación u otros medios disponibles en operación.

En un esquema de coordinación más riguroso, el compensador controlaría un número de bancos de capacitores y reactores dedicados con el sistema estático de VARs global. Eso es, si la salida capacitiva del compensador excede un nivel predeterminado para una duración de tiempo específica, entonces el control del compensador activaría, en una secuencia predeterminada, los bancos de capacitores mecánicamente switcheados hasta que la salida del compensador se reduzca por debajo de ese nivel. De manera similar, un exceso en la salida de VARs iniciaría la desconexión sistemática de los bancos de capacitores y, si se requiere, poner en acción un número apropiado de bancos de reactores mecánicamente switcheados.

En coordinación automática, debe tenerse la atención debida a las capacidades de los interruptores mecánicos con respecto a la frecuencia de operación y, asimismo, la limitación de

la posible fluctuación de las corrientes. Un control basado en microprocesador es usualmente el más conveniente para monitorear el status del interruptor, acumulando la historia del switcheo, y la coordinación global efectiva de acuerdo con las prioridades establecidas y las políticas de compensación.

Conclusiones

Conclusiones

En este trabajo se han discutido los principios básicos de operación de los Compensadores Estáticos de VARs (SVC por sus siglas en inglés); asimismo, se ha hecho una descripción general de los principales tipos de compensadores que existen según las definiciones del IEEE, pero se ha puesto especial interés en aquellos que se conectan en derivación (en paralelo) con la línea de transmisión que se quiera compensar: SVC y STATCOM.

Sin embargo, este trabajo no muestra todos los sistemas adicionales que forman parte del diseño completo de un compensador, sistemas sin los cuales el compensador no puede llevar a cabo su función y operación de forma completa y satisfactoria. A continuación se hará una breve descripción de estos sistemas, con el objeto de que el lector de este trabajo tenga una concepción más amplia de lo que constituye el diseño, pruebas, puesta en servicio, operación y monitoreo remoto del Compensador Estático de VARs.

Para llevar a cabo el diseño completo de un compensador es necesario realizar un anteproyecto del sistema de compensación que se desee implementar, éste incluye un estudio detallado del Sistema de Potencia; el cuál en el caso de nuestro país, lo constituye el Sistema Interconectado Nacional; este anteproyecto debe incluir un estudio de flujos de potencia el cuál arroje como resultado la elección del tipo de compensador que se requiera para realizar la compensación deseada del Sistema de Potencia. Para obtener los datos de entrada de este estudio, es necesario realizar una minuciosa recopilación de información proveniente de los distintos dispositivos de medición ubicados en las subestaciones de transmisión, entre los que podemos mencionar los siguientes:

- **Medidores Multifunción o Multimeditores.** Estos dispositivos realizan la medición de los principales parámetros del sistema de potencia en un nodo ó subestación dado, tales como: voltaje, corriente, potencia real, potencia reactiva, factor de potencia, frecuencia, energía, etc. Estos modernos dispositivos digitales sustituyen a una gran cantidad de dispositivos de medición tradicionales como voltímetros, amperímetros, wattímetros, etc., asimismo, están diseñados para que puedan tener interacción directa con otros dispositivos por medio de puertos de comunicaciones instalados en estos dispositivos.
 - **Transductores.** Estos dispositivos convierten las señales de voltaje, corriente, potencia real, potencia reactiva, a señales analógicas del orden de miliamperes, éstos valores son equivalentes a los valores reales de las variables físicas que monitorean.
 - **Registradores de Eventos.** Estos dispositivos llevan a cabo un registro detallado de la operación de cada uno de los equipos primarios de la subestación en cuestión, tales como: transformadores, interruptores, cuchillas ó seccionadores, reactores, bancos de capacitores, etc., así como de cada uno de los relevadores de protección. Este registro incluye los comandos de disparo y cierre de relevadores, alarmas de interruptores, apertura y cierre de cuchillas, alarmas de transformadores, reactores y bancos de capacitores, operación y anomalía de relevadores de protección, entre otros. Estos datos se registran en forma electrónica en la mayoría de los registradores de eventos disponibles en el mercado.
-

- **Registadores de Disturbios.** Estos dispositivos llevan a cabo el registro de los disturbios de la subestación donde sean instalados, disturbios ocasionados por: condiciones de falla, desbalances de energía, sobrevoltajes debidos a descargas atmosféricas y a operación de interruptores, etc. Estos dispositivos registran las formas de onda de corrientes y voltajes durante los disturbios antes mencionados. Con estos registros podemos saber la duración y tipo de fallas y los valores de las sobrecorrientes y sobrevoltajes ocasionados por éstas, así como el tiempo en que los interruptores liberan las fallas. Todos éstos valores son muy importantes para conocer el comportamiento dinámico y estabilidad del Sistema de Potencia.

Entre otras cosas, el estudio antes mencionado dará como resultado la potencia total del compensador, (tanto reactiva como capacitiva) según sea el tipo de compensador que se halla seleccionado. Este dato constituye uno de los parámetros más importantes del compensador, ya que ayudará a la especificación del banco de capacitores y de reactores que se instalarán en el compensador.

La Comisión Federal de Electricidad (CFE) es la única empresa en el país que instala Compensadores Estáticos de VARs en el Sistema Interconectado Nacional, por lo tanto a continuación se mostrará el proceso que realiza para la adquisición de los mismos.

Con el anteproyecto antes descrito, la CFE elabora una Especificación Particular en la que enumera las principales características que debe contener el dispositivo deseado (un ejemplo de ésta Especificación se puede observar en el Anexo 1 de este trabajo), este documento se adiciona a las características particulares de la subestación (nueva ó ampliación) en la que se vaya a instalar el CEV (como suele nombrar CFE a éstos dispositivos) y se procede a llevar a cabo una Licitación Pública Internacional en la que participan una gran cantidad de empresas tanto nacionales como extranjeras dedicadas a la construcción de subestaciones eléctricas, a su vez éstas contratan a los principales fabricantes de éste tipo de dispositivos en el ámbito internacional. Después que alguna de estas empresas gana el concurso, empieza el diseño de la subestación junto con el CEV que haya sido seleccionado previamente.

Desafortunadamente, el diseño de los compensadores no se realiza en México, las empresas ganadoras de la licitación recurren a los principales fabricantes de compensadores para llevar a cabo el diseño, construcción e instalación de los mismos, las principales empresas que venden compensadores en el ámbito mundial, y muchos de los que se encuentran instalados en México, en subestaciones de transmisión estratégicas, son SIEMENS y ABB.

Por su parte la empresa ganadora de la licitación elabora el diseño completo de la subestación que comprende la ingeniería civil, ingeniería electromecánica e ingeniería complementaria al mismo tiempo que coordina con el proveedor del compensador todos los requerimientos que va a tener el compensador entre los que podemos mencionar la ubicación y espacio que el compensador va a tener en el predio de la subestación, las interconexiones con las bahías de la subestación de potencia, las interfaces entre el sistema de control propio del compensador y el sistema de control de toda la subestación, los servicios propios de CA y CD del mismo, entre otros.

Un aspecto importante que no se ha tratado aún es el Sistema de Control Protección y Medición del Compensador (y de la subestación entera) que constituye quizás el sistema más

importante para llevar a cabo la correcta operación y protección de cada uno de los dispositivos individuales que lo constituyen.

Generalmente, los proveedores de los compensadores también proporcionan el sistema de Control, Protección y Medición de los mismos, el cuál consta de varios tableros que se ubican en casetas de control especialmente diseñadas para contener entre otras cosas el cuarto donde se ubican los arreglos de tiristores empleados para realizar la compensación controlada del sistema de potencia, a su vez, éstos tableros alojan los relevadores de protección de tipo microprocesado, en los cuáles se utilizan una enorme cantidad de parámetros como corriente, voltaje, potencia real, potencia reactiva, tiempos de operación, etc.

Estos relevadores tienen una interacción directa con el sistema de control del compensador, por medio de una red de comunicaciones, generalmente óptica, que permite el intercambio de señales entre los dispositivos de protección y los dispositivos de control del compensador. Esta red de comunicaciones generalmente es redundante, lo que garantiza una comunicación prácticamente ininterrumpida, debido a la importancia que tiene el correcto funcionamiento este tipo de dispositivos en el sistema de potencia donde se instalen.

El sistema de control del compensador esta constituido por un software especial de automatización que es instalado en una o varias unidades de procesamiento (CPUs) de gran capacidad y de la más alta tecnología existente en el mercado de sistemas de automatización. Estas unidades de procesamiento cuentan con un complejo sistema de adquisición de datos donde se centralizan los parámetros eléctricos, alarmas y señalizaciones de cada uno de los dispositivos que constituyen el compensador estático de VARs. Este software permite que el operador del compensador tenga una interfaz gráfica con el sistema, la cuál se visualiza en el monitor de la unidad de procesamiento, y por medio de diferentes ventanas con ambientes gráficos que muestran el diagrama unifilar del compensador (y de la subestación entera) puede tener control sobre todos los dispositivos del mismo. En esta interfaz se tiene el principal elemento de mando manual del operador del compensador cuando ocurre una falla en el sistema, ya que en condiciones normales de operación el sistema opera completamente en forma automática.

Asimismo, en los tableros de control, protección y medición del compensador existen Registradores de Eventos y de Disturbios cuyas funciones generales han sido discutidas anteriormente.

La Comisión Federal de Electricidad ha realizado la normalización de los tableros de protección, control y medición para controlar y proteger todos los esquemas de las subestaciones del Sistema Interconectado Nacional; así tenemos secciones para protección de líneas de transmisión cortas, líneas de transmisión largas, transformadores, reactores, sección para protección diferencial de barras (o buses), sección para registrador de disturbios, entre otras, para prácticamente todos los niveles de tensión (que también se encuentran normalizados) en el Sistema Interconectado Nacional. Estas tableros se conocen como secciones tipo simplex y secciones tipo dúplex.

También existen sistemas de control más sofisticados que actualmente se encuentran en un proceso de normalización, tales como el SISCO PROMM (Sistema de Control, Protección, Medición y Mantenibilidad). Este sistema realiza todas las funciones de control en un solo

sistema que involucra la adquisición de datos de todos los equipos y dispositivos del sistema de potencia. Al mismo tiempo envía por redes de comunicaciones, una gran cantidad de datos a las Áreas, Subáreas de Control y al CENACE (Centro Nacional de Control de Energía) para el monitoreo y control remoto de todos los parámetros y equipos de, prácticamente, todo el Sistema Interconectado. Estos sistemas actualmente se han instalado en subestaciones de distribución en todo el país.

También existen otros equipos llamados UTR's (Unidades Terminales Remotas), SSR's (Subsistemas Remotos) o SICLE's (Sistema Integrado de Control Local de Estación) que llevan a cabo la adquisición de datos de todos los dispositivos de la subestación de potencia. Posteriormente envían por medio de sofisticados sistemas de comunicación, las diferentes señales a las áreas de control mencionadas anteriormente. La CFE llama a este sistema con el nombre de Control Supervisorio.

Los equipos para el control supervisorio antes mencionados, pueden llevar a cabo el monitoreo y control de los siguientes tipos de señales:

- **Entradas Digitales.** Estas señales, como su nombre lo indica, tiene dos estados, uno ó cero, y por medio de ellas podemos conocer la posición de seccionadores, interruptores (cerrado ó abierto), alarmas de transformadores, interruptores, rectores, bancos de capacitores, etc., alarmas de los relevadores de protección, alarmas generales de los sistemas contra incendio de la subestación, alarmas del sistema de detección de intrusos, entre otras.
- **Entradas Analógicas.** Estas señales tienen un rango de miliamperes (generalmente de 0 a 1mA ó de 4 a 20 mA), el valor que alcanzan es directamente proporcional al valor de la variable física que representan, éstas señales se obtienen principalmente de los transductores antes descritos y por medio de éstas podemos conocer, de forma remota, los principales parámetros del sistema de potencia como voltaje, corriente, potencia real, potencia reactiva, factor de potencia, frecuencia, energía, y otras que nos dan una indicación del estado de los equipos primarios de la subestación como son temperatura de transformadores y reactores.
- **Salidas Digitales ó Salidas de Control.** Estas señales las constituyen la operación de contactores (cierre o apertura de contactos), desde las cuales se reciben mandos para realizar el cierre y disparo remoto de interruptores y seccionadores de la subestación, bloqueos, reposiciones remotas de relevadores auxiliares (por ejemplo 86F1). Éstos contactores se incorporan a los circuitos de control para los mandos antes descritos y pueden ser contactos momentáneos ó sostenidos, según la filosofía propia del sistema de control.

Como podemos observar, el Sistema Interconectado Nacional posee una enorme red de comunicaciones que involucra equipos de tecnología de punta para poder llevar a cabo el control remoto de los principales elementos del sistema de potencia y dentro de ellos, claro esta, los Compensadores Estáticos de VARs. Entre las redes de comunicaciones que actualmente se tienen en operación podemos mencionar los siguientes tipos:

- ❑ **Radio VHF y UHF.** Este sistema de comunicaciones emplea equipos de radiocomunicación, los cuales transmiten en las bandas de VHF y UHF, por medio de antenas conocidas como antenas tipo yagui y antenas tipo taco de billar. Estos equipos son los más comunes en las subestaciones de distribución de la CFE. Estos sistemas se utilizan para llevar a cabo la comunicación señales de voz y datos principalmente.
- ❑ **Microondas.** Este sistema de comunicaciones esta constituido por equipos de microondas que transmiten información por medio de antenas especiales. Para llevar a cabo el diseño de estos sistemas es necesario realizar, entre otras cosas, un estudio detallado de línea de vista el cuál garantiza que ningún objeto se interponga en la trayectoria comprendida entre las antenas emisora y receptora. Estos sistemas se utilizan principalmente para llevar a cabo la comunicación de señales de protección.
- ❑ **Sistema de Onda Portadora de Líneas de Alta Tensión (OPLAT).** Este sistema de comunicaciones es el más popular en las subestaciones de transmisión. En él se utiliza directamente la onda de alta tensión como transporte de la señal de comunicaciones. En la onda de 60Hz se "monta" la señal de comunicaciones y posteriormente se filtra en cada uno de los extremos del enlace, por medio de un arreglo de trampas de onda y dispositivos de potencial capacitivo que forman un filtro paso altas, en el cuál se queda atrapada la señal de comunicaciones del enlace. En estos sistemas se utilizan para llevar a cabo la comunicación de señales de protección, voz y datos.
- ❑ **Nodos de Acceso de Comunicaciones SDH.** Estos sistemas de comunicaciones los constituyen enlaces ópticos cuyo medio de transmisión son los cables de guarda con fibra óptica (CGFO). En cada uno de los extremos del enlace se instalan equipos multiplexores que reciben una gran cantidad de señales provenientes de distintos equipos entre los que podemos mencionar: relevadores de protección, equipos de telefonía, equipos de control supervisorio, entre otros. En éstos sistemas es posible transmitir una gran cantidad de información debido al enorme ancho de banda que nos permite tener la fibra óptica. Estos sistemas se utilizan principalmente para llevar a cabo la comunicación de señales de protección, voz y datos (telefonía).

El diseño completo de un compensador incluye la elaboración de una gran cantidad de memorias de cálculo y planos, entre los que podemos mencionar: diagrama unifilar simplificado, diagrama unifilar de protecciones, arreglos generales, disposición de equipo planta y cortes, redes de tierra, alumbrado, diagrama unifilar de servicios propios, lista de cables de servicios propios, lista de cables de protección, control y medición, listas de cables de comunicaciones, memorias de cálculo entre otros, los que en su conjunto constituyen el diseño total del Compensador Estático de VARs.

La Comisión Federal de Electricidad continúa instalando compensadores estáticos de VARs en una gran cantidad de subestaciones estratégicas del Sistema Interconectado, que en conjunto con otros medios de compensación tradicionales como: reactores de potencia en derivación y bancos de capacitores en baja y media tensión, fortalecen el Sistema Interconectado haciéndolo más robusto y eficaz, disminuyendo al mínimo las pérdidas de transmisión, corrigiendo el factor de potencia considerablemente y obteniendo una regulación de voltaje de calidad para los usuarios de energía eléctrica en el país.

Otro aspecto importante que aún no se ha señalado, lo comprenden las pruebas que garantizan la operación confiable del compensador, éstas pruebas se dividen en pruebas de fábrica y pruebas de puesta en servicio, en las cuales se utilizan diferentes equipos para verificar el estado en el cual se encuentran cada uno de los dispositivos individuales que componen el compensador como: el banco de capacitores, el banco de reactores, los tiristores, sistema de enfriamiento, transformador principal, transformadores de corriente y potencial, etc., antes de la puesta en servicio de este tipo de sistemas.

Estas pruebas se deben certificar por un organismo que esté avalado por CFE y al finalizarlas, se deben elaborar una gran cantidad de documentos que también forman parte del diseño total del compensador, y se conocen como protocolos de pruebas.

Finalmente, cuando se han terminado todas estas pruebas se procede a la puesta en servicio ó energización del compensador para la cual es necesario tramitar una licencia para alisar parte del sistema de potencia y poder hacer las pruebas de operación del compensador, previniendo que alguna falla del compensador que afecte al sistema de potencia.

Lo anteriormente expuesto muestra de forma general la gran cantidad de sistemas que involucra el diseño del compensador, y tiene la intención de involucrar al lector de este trabajo en una investigación más profunda de este tema que se encuentra en pleno auge no sólo en nuestro país sino en todo el mundo.

Finalmente, y como conclusión última, quiero expresar que el tema expuesto en este trabajo de tesis esta en constante desarrollo, y, a medida que los dispositivos electrónicos de potencia se sigan desarrollando, se obtendrá una mayor flexibilidad para llevar a cabo una compensación de potencia más efectiva, que involucre menores tiempos de operación de los Compensadores Estáticos de VARs. Esto acarreará un gran cúmulo de beneficios para el Sistema Interconectado Nacional, lo que hará más flexible la operación del mismo en condiciones normales de operación y sobretodo, y lo más importante, durante condiciones de falla del Sistema. Con la instalación de Compensadores Estáticos de VARs, la Comisión Federal de Electricidad y Luz y Fuerza del Centro, actualmente empresas que tienen a su cargo la operación confiable del Sistema Interconectado Nacional, estarán a la vanguardia, en materia de tecnología de sistemas de potencia a nivel internacional.

Anexo I

Especificación CFE

2002



COMPENSADOR ESTÁTICO DE POTENCIA REACTIVA (CEV)

ESPECIFICACIÓN PROVISIONAL CPTT-CEV-01/2002

S.E. CERRO DE ORO

REVISION: 0
FECHA REV.: 31/OCT/2002

COMISIÓN FEDERAL DE ELECTRICIDAD
SUBDIRECCIÓN DE CONSTRUCCIÓN
COORDINACIÓN DE PROYECTOS DE TRANSMISIÓN Y TRANSFORMACIÓN

Jose Mayans
ING. JOSE MAYANS,
COORDINADOR DE PROYECTOS

2000

CONTENIDO

1	GENERALIDADES	1
2	NORMAS Y ESPECIFICACIONES QUE APLICAN	1
3	DATOS METEOROLÓGICOS DEL SITIO	2
4	PARAMETROS ELÉCTRICOS DE LA SUBESTACIÓN CERRO DE ORO	2
5	PLAZO DE EJECUCIÓN	2
6	ALCANCE DEL SUMINISTRO	2
7	PROPÓSITO	3
8	ESQUEMA BÁSICO SELECCIONADO	4
9	MODOS DE OPERACIÓN	4
9.1	Control de voltaje	4
9.2	Susceptancia constante	4
9.3	Amortiguamiento de oscilaciones de potencia activa	4
10	OPERACIÓN CON CAPACIDAD REDUCIDA	5
11	CARACTERÍSTICAS DEL CEV Y DEL SISTEMA ELÉCTRICO	5
11.1	Compensación estática de potencia reactiva (CFV)	5
11.2	Sistema Eléctrico	5
12	PROTECCIÓN	6
13	CONTROL LOCAL Y REMOTO DEL CEV	7
14	RUIDO AUDIBLE	8
15	COMPONENTES PRINCIPALES DEL CEV	8
15.1	Transformador de acoplamiento	8
15.2	Bancos de Capacitores	9
15.3	Reactores	9
15.4	Válvulas de Tristores	9
15.5	Sistema Frenado	10
15.6	Servicio Auxiliario de CA y CD	11
15.7	Área Apoyada	11
16	FRUITS	11
17	APOYO TÉCNICO	11
17.1	Ejecuciones	11
17.2	Montaje	12
18	EVALUACIÓN DE PERDIDAS	12
19	INFORMACIÓN REQUERIDA	12
19.1	Con la oferta	12
19.2	Durante el desarrollo de la Obra	13
19.3	Después de la Puista en Servicio	13
20	PARTES DE REPUESTO	14

ING. JORGE MAYANG.
 DIRECTOR DEL PROYECTO

TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

	COMISIÓN FEDERAL DE ELECTRICIDAD SUBDIRECCIÓN DE CONSTRUCCIÓN COORDINACIÓN DE PROYECTOS DE TRANSMISIÓN Y TRANSFORMACIÓN	ESPECIFICACIÓN PROVISIONAL OPTI-CEV-01/2001 REVISIÓN: 0 FECHA REV.: 31/05/2002
	COMPENSADOR ESTÁTICO DE POTENCIA REACTIVA (CEV) S.E. CERRO DE ORO	HOJA 1 DE 14

1. GENERALIDADES.

El Compensador Estático de Potencia Reactiva (CEV), para la Subestación Cerro de Oro, en el Municipio de Tlaxiaco, en el Estado de Oaxaca, tendrá una capacidad nominal de -300, +300 MVAR a 400 kV. El esquema seleccionado es de 5 púas, como se muestra en el diagrama unitario de la figura 1.

El CEV, es considerado como un conjunto único, por lo que el Contratista suministrará tanto las partes especificadas como aquellas que no lo estén, pero que sean componentes necesarias para la operación satisfactoria de este.

2. NORMAS Y ESPECIFICACIONES QUE APLICAN.

NOM-008-SCFI-1993	Sistema General de Unidades de Medida
NMX-A-151-1976	Productos de Hierro y Acero Galvanizados por Inmersión en Caliente
NRF-003-CFE-2000	Aparatos de óxido metálicos para subestaciones
CFE G0000-28	Relizador tipo estático o microprocesado para falta de interruptor
CFE GAHRO-59	Registros digitales de disturbio para sistemas eléctricos
CFE K0000-06	Transformadores de Potencia de 10 MVA y mayores
CFF 1.0000-35	Perturbaciones permisibles en las formas de onda de tensión y corriente del suministro de energía eléctrica
ISO 9001	Quality Assurance
IEC 60060	High Voltage Test Techniques
IEC 60071	Insulation Coordination
IEC 60169	Tests on Post Insulators
IEC 61951	Testing of Thyristor Valves for Static VAR Compensators
IEC 60177	Semiconductor Devices
IEC 60376	Power Transformers
IEC IIR 60071.1-4	Shunt Capacitors
IEC 60249	Reactors
IEC 60044-2	Voltage Transformers
IEC 60137	Bushings
IEC IIR 60015	Selection of Insulators
IEC 60129	Disconnectors and Earthing Switches
IEC 60097	Surge Arresters
IEC 60688	Transducers for Electrical Measurements
IEC 60043-1	Current Transformers
IEC 60794	Optical Fiber Cables
IEC 60654	Common clauses for HV SWG and controls stls
IEC 60130	Low voltage switchgear/controlgear assemblies
IEC 60255	Electrical Protective Relays
IEC 61000-4-2,3,4,5	Control Systems EMC (immunity)

ING. JOSÉ MATEO

RESPONSABLE DEL PROYECTO

**TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN**

2005

	COMISIÓN FEDERAL DE ELECTRICIDAD SUBDIRECCIÓN DE CONSTRUCCIÓN COORDINACIÓN DE PROYECTOS DE TRANSMISIÓN Y TRANSFORMACIÓN	ESPECIFICACION PROVISIONAL CPTI-CEV-01/2001 REVISIÓN: 0 FFCHIA REV. 3/10/02/2002
	COMPENSADOR ESTÁTICO DE POTENCIA REACTIVA (CEV) S. E. CERRO DE ORO	HOJA 2 DE 18
3 DATOS METEOROLÓGICOS DEL SITIO.		
	<ul style="list-style-type: none"> • Altitud [msnm] 80.00 • Temperatura máxima extrema [°C] 45.50 • Temperatura mínima extrema [°C] 9.00 • Velocidad máxima de viento [km/h] 180.00 • Días con heladas por año 0.00 • Humedad relativa promedio Mensual del mes más alto [%] 70.00 • Máxima precipitación pluvial del mes en 24 horas [mm] 243.00 • Intensidad de lluvia [mm/h] 90.00 • Coeficiente sísmico [g] 0.64 • Nivel de contaminación [conforme a Publicación IEC 60815] Alto 	
1.1.		
4 PARÁMETROS ELÉCTRICOS DE LA SUBSTACIÓN CERRO DE ORO.		
	<ul style="list-style-type: none"> • Voltaje nominal [kV] 400 • Voltaje máxima continuo [kV] 420 • Frecuencia nominal [Hz] 60 • NBI (BIL) [kV] 1,425 • Distancia de fuga total [mm] con base en voltaje de fase a fase 10,500 	
5. PLAZO DE EJECUCIÓN.		
El plazo de ejecución del CEV, será de 450 días naturales contados a partir de la firma del Contrato.		
6 ALCANCE DEL SUMINISTRO.		
El alcance del suministro por parte del Contratista del CEV, será total, incluidas las Obras Civil y Electromecánica, la Capacitación, Pruebas y los trabajos de Puesta en Servicio.		
A continuación se da una lista de las partes, accesorios y servicios que forman parte del suministro en forma enunciativa más no limitativa:		
	<ul style="list-style-type: none"> (1) Estructuras metálicas para los elementos del CEV (2) Borne de alta tensión (3) Transformadores de Potencia (4) Borne de Baja Tensión (5) Bancos de Capacitores controlados por Tiristores (TSC) (6) Bancos de Reactores controlados por Tiristores (TCR) (7) Bancos de Armónicos (8) Transformadores de Servicios propios (9) Tableros de Control Propios de CA y CD (10) Varillas de Tierra 	ING. JOSE MAYEN G. RESPONSABLE DEL PROYECTO

TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

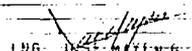
2006

	COMISIÓN FEDERAL DE ELECTRICIDAD SUBDIRECCIÓN DE CONSTRUCCIÓN COORDINACIÓN DE PROYECTOS DE TRANSMISIÓN Y TRANSFORMACIÓN	ESPECIFICACIÓN PROVISIONAL CPTI-CEV-010001 REVISIÓN 0 FECHA REV.: 31/0CT/2002
	COMPENSADOR ESTÁTICO DE POTENCIA REACTIVA (CEV) S. E. CERRO DE ORO	HOJA 3 DE 18
6.4	<ul style="list-style-type: none"> xii) Sistema de Enfriamiento de las Válvulas de Tiristores xiii) Tableros de Control, Protección y Medición xiv) Tableros de regulación y control de válvulas de tiristores xv) Transformadores de corriente y/o potencia activa (de dos líneas de transmisión) para señales de entrada al estabilizador de potencia activa (POD) xvi) Interfase hombre-máquina xvii) Interfase SCADA para monitoreo y control remoto a nivel superior xviii) Sistema de Configuración del Control xix) Equipo terminal óptico para las SE's Cerro de Oro y Temascal II y fibra óptica para conexión entre las casetas principales de las SE's y las casetas de control de los CEV's xx) Baterías, Cargadores o Inversores xxi) Sistemas de Aire Acondicionado xxii) Sistema contra incendio xxiii) Edificio para Válvulas de Tiristores y Cuarto de Control xxiv) Equipos y herramientas especiales para mantenimiento xxv) Estudios de Armónicas consistentes en la medición in situ de las armónicas existentes previo al diseño de los filtros, para lo cual CFE dará las facilidades necesarias para que el Contratista diseñe estos trabajos, y durante la puesta en servicio del CEV la medición en sitio de la Impedancia Armónica de la red y contenido de armónicas de la onda de voltaje y de la corriente inyectadas a la red por el CEV xxvi) Partes de repuesto y herramientas de fabricación especial xxvii) Capacitación xxviii) Obra Civil xxix) Obra Electromecánica xxx) Puesta en servicio xxxi) Información requerida por CFE xxxii) Embalaje, empaque y almacenamiento de equipos y materiales xxxiii) Sistema de seguridad para acceso a zonas restringidas y energizadas xxxiv) Garantías 	
7	PROPOSITO	
	<p>El CEV de la S.E. Cerro de Oro tendrá como propósito principal el control de voltaje de 400 kV de esa subestación en condiciones de estado estable y transitorio, así como contribuir a amortiguar las oscilaciones de potencia activa en las líneas de 400 kV en condiciones de contingencia, y si sea por la pérdida de una línea de transmisión de generación.</p> <p>Dado el problema eléctrico de la S.E. Cerro de Oro con la S.E. Temascal II (12 km) en la cual existe un CEV con una capacidad de + 300 MVar operando desde el año de 1982, y con la finalidad de evitar conflictos en la operación de ambos compensadores, el control del CEV de la S.E. Cerro de Oro se diseñara para llevar el control principal y actuar como maestro para el control del CEV de la S.E. Temascal II que para esta condición operara en modo de esclavo. Para el intercambio en tiempo real de la información requerida para llevar a cabo esta función se hará uso de sus parámetros ópticos (con sus propios dispositivos para esa función) entre ambos subestaciones. Las características del CEV de la S.E. Temascal II de las funciones requeridas para la</p>	
	ING. JOSE L. RAYENO	

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

	<p style="text-align: center;">COMISIÓN FEDERAL DE ELECTRICIDAD SUBDIRECCIÓN DE CONSTRUCCIÓN COORDINACIÓN DE PROYECTOS DE TRANSMISIÓN Y TRANSFORMACIÓN</p> <p style="text-align: center;">COMPENSADOR ESTÁTICO DE POTENCIA REACTIVA (CEV) S.E. CERRO DE ORO</p>	<p style="text-align: right;">2007</p> <p>LEYENDACIÓN PROVISIONAL CPTT-CEV-01/2001 REVISIÓN 01 FECHA REV. 31/08/2002</p> <p style="text-align: right;">HOJA 4 DE 18</p>
<p>operación coordinada de los compensadores y de la línea óptica disponible para el enlace entre ambas subestaciones se encuentran en el Anexo 4 de este documento.</p>		
<p>8. ESQUEMA BASICO SELECCIONADO.</p>		
<p>El esquema básico seleccionado (figura 1), es el de un compensador con control a 6 pasos, compuesto por tres Reactores Controlados por Tiristores (TCR) de igual capacidad, tres Bancos de Capacitores Computados por Tiristores (TSC) de igual capacidad, un juego de Filtros para 5a. y 7a. Armónica y un filtro pasa altas, este último solo en caso de ser necesario para cumplir con los valores de distorsión armónica especificados; y un banco de transformación formado por 4 unidades monofásicas (3 fasas + reserva) con voltaje nominal primario de 400 kV y voltaje secundario a la plicación del Contratista para optimizar el uso de los tiristores. Los valores exactos de los Reactores, Bancos de Capacitores y Filtro, en el lado de baja tensión del transformador, serán calculados considerando que los valores de -300 y +300 MVAR corresponden a valores medidos en el lado de alta tensión a voltaje de 1.0 pu, como se muestra en la figura 2.</p>		
<p>Los valores de -300 y +300 MVAR son considerados valores mínimos, por lo que uno de ellos o ambos podrán ser mayores si el Cliente lo considera conveniente para lograr el diseño óptimo del CEV. La potencia reactiva adicional que resulte en caso que el diseño del Cliente supere los valores solicitados no representará ningún beneficio en la evaluación de la Propuesta. Las pérdidas en los intervalos de potencia adicional no serán tomadas en cuenta en la evaluación.</p>		
<p>9 MODOS DE OPERACIÓN</p>		
<p>El sistema de control deberá comandar la operación del CEV para regular el voltaje primario y las funciones deseadas en el Anexo 4, así como la lógica de operación de interruptores, cuchillas y cuchillas de puesta a tierra. El control deberá ser computarizado y programable, teniendo en cuenta la suficiente flexibilidad para permitir la reprogramación de comandos a eventos futuros en el sistema de potencia y/o en la subestación.</p>		
<p>El CEV deberá operar en los siguientes modos de control:</p>		
<p>9.1. Control de voltaje.</p>		
<p>En este modo, el sistema de control deberá realizar una regulación trapezoidal de voltaje basada en el error de setpoint y en una corrección con característica de pendiente para variaciones en estado estable. El error de setpoint será la diferencia del voltaje de referencia y el voltaje de referencia positiva en el lado de alta tensión del CEV.</p>		
<p>9.2. Susceptancia constante</p>		
<p>En este modo, el CEV será controlado manualmente por acción del operador, quien fijará un valor de susceptancia de referencia el cual podrá ser ajustado continuamente dentro del intervalo que corresponda a los valores permitidos de salida de potencia reactiva. La respuesta transitoria deberá seguir la característica de la pendiente.</p>		
<p>9.3 Amortiguamiento de oscilaciones de potencia activa.</p>		
<p>La operación normal del CEV será en modo de control de voltaje o bien de susceptancia constante, sin embargo, en presencia de oscilaciones de potencia activa, el CEV cambiará automáticamente su operación al modo de amortiguamiento de oscilaciones. Cuando las oscilaciones hayan desaparecido, el CEV regresará también de manera automática al modo de control de voltaje, independientemente de cual haya sido el modo de operación anterior.</p>		
<p style="text-align: right;">ING. JUAN MATEO G.</p>		

2008

	COMISIÓN FEDERAL DE ELECTRICIDAD SUBDIRECCIÓN DE CONSTRUCCIÓN COORDINACIÓN DE PROYECTOS DE TRANSMISIÓN Y TRANSFORMACIÓN	ESPECIFICACIÓN PROYECIONAL CFTT-CEV-01/2031 REVISIÓN 0 FECHA REV. 21/02/2002 HOJA 5 DE 18																																																						
COMPENSADOR ESTÁTICO DE POTENCIA REACTIVA (CEV) S.E. CERRO DE ORO																																																								
<p>10. OPERACIÓN CON CAPACIDAD REDUCIDA.</p> <p>En condiciones de disponibilidad completa, el CEV debe proporcionar continuamente a su salida cualquier valor de potencia reactiva (capacitiva o inductiva) que el Sistema demande, dentro de sus límites de operación.</p> <p>Ante la falla de alguna rama del CEV (TCR, TSC, o Filtro), la secuencia automática de libramiento y recierre será la siguiente:</p> <ol style="list-style-type: none"> Suspensión de las señales de encendido a las válvulas de Tristores. Disparo del interruptor de 400 kV Apertura de la cuchilla desconectadora de la rama fallada. Cierre del interruptor de 400 kV. Activación del sistema de control, de acuerdo a las nuevas características del CEV, por ejemplo, control escalonado (TSC + TSR) si la rama fallada correspondió a los Filtros. 																																																								
<p>11. CARACTERÍSTICAS DEL CEV Y DEL SISTEMA ELÉCTRICO.</p> <p>11.1. Compensador estatico de potencia reactiva (CEV).</p> <p>Las principales características que tendrá el CEV si existen a continuación y se ilustran en las figuras 2 y 3:</p> <table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="width: 20%;">• Capacidad:</td> <td>300 MVAR inductivos @ 400 kV.</td> </tr> <tr> <td>• Pendiente</td> <td>300 MVAR capacitivos @ 400 kV. Ajustes independientes para las regiones inductivas y capacitivas. Para la parte inductiva (in 0-10% y para la parte capacitiva de 0-5%, con pasos máximos de ajuste de 0.1 en ambos casos</td> </tr> <tr> <td>• Referencia (set point)</td> <td>Ajustable de -5 a +5% en pasos máximos de ajuste de 0.5.</td> </tr> </table>			• Capacidad:	300 MVAR inductivos @ 400 kV.	• Pendiente	300 MVAR capacitivos @ 400 kV. Ajustes independientes para las regiones inductivas y capacitivas. Para la parte inductiva (in 0-10% y para la parte capacitiva de 0-5%, con pasos máximos de ajuste de 0.1 en ambos casos	• Referencia (set point)	Ajustable de -5 a +5% en pasos máximos de ajuste de 0.5.																																																
• Capacidad:	300 MVAR inductivos @ 400 kV.																																																							
• Pendiente	300 MVAR capacitivos @ 400 kV. Ajustes independientes para las regiones inductivas y capacitivas. Para la parte inductiva (in 0-10% y para la parte capacitiva de 0-5%, con pasos máximos de ajuste de 0.1 en ambos casos																																																							
• Referencia (set point)	Ajustable de -5 a +5% en pasos máximos de ajuste de 0.5.																																																							
<p>11.2. Sistema Eléctrico</p> <table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="width: 60%;">• Voltaje nominal (kV)</td> <td style="width: 20%; text-align: center;">400</td> <td style="width: 20%; text-align: center;">(1.0 pu)</td> </tr> <tr> <td>• Voltaje máximo continuo (kV)</td> <td style="text-align: center;">440</td> <td style="text-align: center;">(1.1 pu)</td> </tr> <tr> <td>• Voltaje máximo temporal (15 min) (kV)</td> <td style="text-align: center;">480</td> <td style="text-align: center;">(1.2 pu)</td> </tr> <tr> <td>• Simetría y transitorios</td> <td style="text-align: center;">520</td> <td style="text-align: center;">(1.3 pu)</td> </tr> <tr> <td>• Voltaje mínimo (kV)</td> <td style="text-align: center;">360</td> <td style="text-align: center;">(0.9 pu)</td> </tr> <tr> <td>• Voltaje mínimo transitorio</td> <td style="text-align: center;">150</td> <td style="text-align: center;">(0.4 pu)</td> </tr> <tr> <td>• Voltaje de secuencia negativa</td> <td style="text-align: center;">0.5%</td> <td></td> </tr> <tr> <td>• Voltaje máximo de secuencia negativa</td> <td style="text-align: center;">1.0%</td> <td></td> </tr> <tr> <td>• Frecuencia</td> <td></td> <td></td> </tr> <tr> <td> • Nominal (Hz)</td> <td style="text-align: center;">60</td> <td></td> </tr> <tr> <td> • Desviación máxima (Hz)</td> <td style="text-align: center;">± 0.05</td> <td></td> </tr> <tr> <td> • Los operadores de emergencia (activación de reservas de corte de carga) (Hz)</td> <td style="text-align: center;">59.2</td> <td></td> </tr> <tr> <td>• Corto circuito nivel (Var)</td> <td></td> <td></td> </tr> <tr> <td> • Mínimo (kA)</td> <td style="text-align: center;">10.8</td> <td></td> </tr> <tr> <td> • Máximo (kA)</td> <td style="text-align: center;">12.0</td> <td></td> </tr> <tr> <td>• Corto circuito trifásico</td> <td></td> <td></td> </tr> <tr> <td> • Mínimo (kA)</td> <td style="text-align: center;">13.0</td> <td></td> </tr> <tr> <td> • Máximo (kA)</td> <td style="text-align: center;">16.1</td> <td></td> </tr> </table> <p style="text-align: center;">  ING. JOSÉ MARTÍNEZ RESPONSABLE DEL PROYECTO </p>			• Voltaje nominal (kV)	400	(1.0 pu)	• Voltaje máximo continuo (kV)	440	(1.1 pu)	• Voltaje máximo temporal (15 min) (kV)	480	(1.2 pu)	• Simetría y transitorios	520	(1.3 pu)	• Voltaje mínimo (kV)	360	(0.9 pu)	• Voltaje mínimo transitorio	150	(0.4 pu)	• Voltaje de secuencia negativa	0.5%		• Voltaje máximo de secuencia negativa	1.0%		• Frecuencia			• Nominal (Hz)	60		• Desviación máxima (Hz)	± 0.05		• Los operadores de emergencia (activación de reservas de corte de carga) (Hz)	59.2		• Corto circuito nivel (Var)			• Mínimo (kA)	10.8		• Máximo (kA)	12.0		• Corto circuito trifásico			• Mínimo (kA)	13.0		• Máximo (kA)	16.1	
• Voltaje nominal (kV)	400	(1.0 pu)																																																						
• Voltaje máximo continuo (kV)	440	(1.1 pu)																																																						
• Voltaje máximo temporal (15 min) (kV)	480	(1.2 pu)																																																						
• Simetría y transitorios	520	(1.3 pu)																																																						
• Voltaje mínimo (kV)	360	(0.9 pu)																																																						
• Voltaje mínimo transitorio	150	(0.4 pu)																																																						
• Voltaje de secuencia negativa	0.5%																																																							
• Voltaje máximo de secuencia negativa	1.0%																																																							
• Frecuencia																																																								
• Nominal (Hz)	60																																																							
• Desviación máxima (Hz)	± 0.05																																																							
• Los operadores de emergencia (activación de reservas de corte de carga) (Hz)	59.2																																																							
• Corto circuito nivel (Var)																																																								
• Mínimo (kA)	10.8																																																							
• Máximo (kA)	12.0																																																							
• Corto circuito trifásico																																																								
• Mínimo (kA)	13.0																																																							
• Máximo (kA)	16.1																																																							

**TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN**

	COMISIÓN FEDERAL DE ELECTRICIDAD SUBDIRECCIÓN DE CONSTRUCCIÓN COORDINACIÓN DE PROYECTOS DE TRANSMISIÓN Y TRANSFORMACIÓN COMPENSADOR ESTÁTICO DE POTENCIA REACTIVA (CEV) S.E. CERRO DE ORO	2008 ESCRIBICIÓN PROVISIONAL CPTT-CEV-01/2001 REVISIÓN 6 FECHA REV. 31/06/2007 HOJA 5 DE 18
--	--	---

• Distorsión armónica máxima permisible en el punto de acoplamiento común (terminales de alta tensión de Banco de Transformadores) [%]	
a) Para voltaje:	
- Individual	1.0
- Total	1.5
b) Para corriente:	
- Líneas	2.0
- Pares	0.50
• Libramiento de fallas en Líneas de Transmisión:	
a) Para 400 kV:	
- Monofásicas	Disparo de la fase fallada en 4 ciclos y recorra con tiempo muerto de 800 ms.
- Multifásicas	
Disparo trifásico con cierre manual después de algunos minutos.	
• Impedancia armónica: Ver reporte "ESTUDIO DE SENSIBILIDAD ARMÓNICA EN EL BUS CERRO DE ORO" (Anexo 1 de este documento)	

12. PROTECCIÓN.

El Contratista suministrará los esquemas de protección para cada uno de los elementos que forman el CEV en tableros autosoportados, con excepción de los elementos de supervisión del transformador, los cuales se instalarán en el propio transformador.

Estos esquemas incluirán como mínimo las siguientes funciones:

ZONA	TIPO DE PROTECCIÓN
Interruptor de alta tensión	Falta de interruptor con supervisión de corriente de las tres fases y la posición del interruptor.
Transformador	<ul style="list-style-type: none"> • Protección diferencial (87T) • Protección para sobrecorriente entre de las tres fases y neutro (50/51) • Sobrevoltaje (58) lado alta tensión • Buchholz, alta temperatura de aceite y devanados, sobrepresión, bajo nivel de aceite (63/49/71)
Bus de alta tensión	<ul style="list-style-type: none"> • Sobrevoltaje (59) • Falta a tierra (54C)
Generadores contribuyentes (TCR)	<ul style="list-style-type: none"> • Protección diferencial (87R) • Protección para sobrecorriente de las tres fases (50/51) • Sobrecorriente de secuencia negativa (46) • Sobrecarga (49)
Bancos de capacitores (TSC)	<ul style="list-style-type: none"> • Protección para desbalance en dos etapas relativa para falla incipiente y disparo para falla de más de una unidad si el banco está formado por unidades con fusibles externos, o cuando se rebasa el voltaje de operación máximo continuo de las unidades capacitadas si el banco está formado por unidades con fusibles internos (51D/51D2) • Protección para sobrecorriente de las tres fases (50/51) • Sobrecorriente de secuencia negativa (46) • Sobrecarga (49)

ING. JOSÉ MAYER G.
 REPRESENTANTE DEL PROYECTO

TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

2010

	COMISIÓN FEDERAL DE ELECTRICIDAD SUBDIRECCIÓN DE CONSTRUCCIÓN COORDINACIÓN DE PROYECTOS DE TRANSMISIÓN Y TRANSFORMACIÓN	ESPECIFICACION PROVISIONAL CPTI-CEV-01/2001 REVISIÓN 0 FECHA REV.: 3/06/2002
	COMPENSADOR ESTÁTICO DE POTENCIA REACTIVA (CEV) S.E. CERRO DE ORO	

ZONA	TIPO DE PROTECCIÓN
Faltas.	<ul style="list-style-type: none"> • Protección para desbalance en dos etapas: alarma para falla incipiente y disparo para falta de más de una unidad si el banco de capacitores está formado por unidades con fusibles externos; o cuando se rebase el voltaje de operación máximo continuo de las unidades ensacatorias si el banco está formado por unidades con fusibles internos (51D/51D2). • Protección para sobrecorriente de las tres fases (50F1) • Sobrecarga (4U)

NOTA: Todos los reléadores para estas funciones deberán ser de estado sólido, pudiendo ser de tipos análogo o digital.

Todas las salidas de disparo del CEV serán por duplicado para operar bobina No. 1 y bobina No 2 del interruptor de alta tensión. Este arreglo se deberá cumplir tanto para los disparos temporales (04), como para los definitivos (08).

La salida de disparo definitivo de la protección para falla de interruptor (50F1), deberá cablearse hasta la sección correspondiente de los tableros de la Caseta de control existente.

Los disparos y bloqueos de la protección diferencial de barras deberán cablearse desde la caseta principal de control existente hasta las tableros de protección en la caseta de control del CEV. Asimismo, la corriente para la protección diferencial de barras deberá cablearse desde los transformadores de corriente (TC's) hasta la sección correspondiente de los tableros de la caseta de control existente.

En caso de usar tres pushbuts para indicación de posición (estados) de interruptores y cuchillas, aquellos deberán ser del tipo bistable de doble bobina (latch relay).

El tablero de protección debe incluir también un registrador de disturbios con cuando menos 32 canales analógicos (4 de voltaje y 16 de corriente) y 16 digitales, que cumpla con la Especificación CFE GAIR0-89.

13 CONTROL LOCAL Y REMOTO DEL CEV

El sistema de control deberá controlar la operación del CEV para regular el voltaje en el lado de alta tensión del banco de transformadores. El lado de control de los interruptores, cuchillas desconectadoras y cuchillas de puesta a tierra del CEV deberá incorporarse al sistema de control del CEV. El control del CEV será completamente computarizado y programable, con la capacidad y flexibilidad suficientes que permitan su reprogramación de acuerdo con futuros cambios en el sistema de potencia.

El sistema de control consistirá en un controlador digital programable que tenga las funciones de regulación de la potencia reactiva entregada por el CEV. Los programas de aplicación para este controlador deberán ser escritos y documentados en un lenguaje de alto nivel, usando símbolos gráficos para bloques funcionales, circuitos lógicos y elementos numerados. El controlador digital programable deberá contar con funciones de diagnóstico y autoverificación en uno de las interfaces como del mismo controlador.

El operador y el personal del CEV se llevarán a cabo por medio de una Interfaz Hombre-Máquina (IHM), la cual se ubicará en un gabinete que se instalará en la caseta de control del CEV. Las características de estos equipos se detallan en "Características Particulares de los Equipos de Control Supervisión".

La IHM debe incluir un programa auxiliar que muestre el estado de operación de CEV, debe incluir también indicadores y bandos de interruptores y cuchillas, autotransformación y ajuste de la referencia, arranque y paro del CEV, así como mediciones de voltaje (KV), corriente (A), y potencia reactiva (MVAR).

J.M. *[Firma]*

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

	COMISIÓN FEDERAL DE ELECTRICIDAD SUBDIRECCIÓN DE CONSTRUCCIÓN COORDINACIÓN DE PROYECTOS DE TRANSMISIÓN Y TRANSFORMACIÓN	2011 ESPECIFICACION PROVISIONAL CPTT-CEV-01/2001
	COMPENSADOR ESTÁTICO DE POTENCIA REACTIVA (CEV) S.E. CERRO DE ORO	REVISIÓN: 0 FECHA REV.: 31/OCT/2002 HOJA 8 DE 18
<p>Adicionalmente, la interfase hombre-maquina debe incluir pantallas que proporcionen la información referente a operación de alarmas, las cuales deben disponer de la función de ordenamiento, reconocimiento y registro histórico. También se deberán incluir pantallas de monitoreo con las variables de operación del CEV, tanto de la operación de las ramas (TCR, TSC y Fillos), transformador de potencia, servicios propios de CA y CD, y del sistema de enfriamiento.</p> <p>Todas las entradas digitales del sistema de monitoreo deben de disponer de la función de Registro Secuencial de Eventos con una resolución mínima de 1 ms.</p> <p>El Contratista deberá suministrar todas las herramientas de programación y equipo necesario para el diagnóstico de operación y simulación de las secuencias y funciones de operación del CEV, así como la visualización de las variables internas para los ajustes de secuencia, y parámetros de regulación y control. El Contratista deberá proporcionar las licencias de aquellos programas que así lo requieran, en los términos de la Clausula 4.1.4) de la Sección 7 de las Bases de Licitación.</p> <p>Para la operación y monitoreo a control remoto del CEV, se deberán incluir en el CEV dos puertos RS232/FO (primario y respaldo) con protocolo DNP 3.0 nivel 2 para enlazarse mediante fibra optica con el equipo de control supervisor ubicado en la caseta principal de la subestación. Las características y contenido de este enlace se describen en las CARACTERÍSTICAS PARTICULARES DE LOS EQUIPOS DE CONTROL SUPERVISOR.</p> <p>La operación y monitoreo incluirá:</p> <ul style="list-style-type: none"> a) Alarmas de operación de protecciones b) Estado de posición de interruptores y cuchillas c) Mediciones de corriente, tensión y potencia reactiva d) Indicación y ajuste de la referencia e) Activación - desactivación del control sobre el CEV de Terminal II f) Activación - desactivación del estabilizador de potencia activa (POD on-off) g) Control de interruptores y cuchillas h) Arranque y paro del CEV i) Alarmas del sistema de enfriamiento j) Alarmas del sistema de control y electrónica de potencia <p>14. RUIDO AUDIBLE.</p> <p>Durante la operación del CEV, el nivel de ruido audible en el interior del edificio del CEV no deberá exceder 80 dB(A) en áreas donde se permite acceso de personal. En el cuarto de control, el nivel de ruido audible deberá limitarse de tal forma que no exceda 50 dB(A).</p> <p>El Contratista deberá realizar mediciones de los niveles de ruido después de la puesta en servicio del CEV para verificar que cumple con los requerimientos aquí especificados.</p> <p>15. COMPONENTES PRINCIPALES DEL CEV.</p> <p>15.1. Transformador de acoplamiento.</p> <p>Este transformador estará formado por 4 unidades monofásicas (3 fases + reserva), con voltaje nominal en el lado de alta tensión de 400 kV, el voltaje del lado de baja tensión igual a la elección del Contratista para operación en caso de fallas.</p>		
ING. JOSÉ G. GARCÍA COORDINADOR DEL PROYECTO		

**TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN**

	COMISIÓN FEDERAL DE ELECTRICIDAD SUBDIRECCIÓN DE CONSTRUCCIÓN COORDINACIÓN DE PROYECTOS DE TRANSMISIÓN Y TRANSFORMACIÓN	2012 ESPECIFICACIÓN PROVISIONAL CFTT-CEV-01/2001 REVISIÓN 0 FECHA REV.: 31/06/2002
	COMPENSADOR ESTÁTICO DE POTENCIA REACTIVA (CEV) S.E. CERRO DE ORO	HOJA 2 DE 10
<p>La capacidad térmica de este transformador sin enfriamiento forzado será de cuando menos 180 MVA; la capacidad de 300 MVA se dará con uno o más pasos de enfriamiento forzado.</p>		
<p>15.2. Bancos de Capacitores.</p> <p>Los Bancos de Capacitores estarán formados por unidades de una capacidad tal que la desconexión de una de ellas en cualquier fase, no ocasiona una elevación de voltaje en el resto de las unidades de esa fase que haga necesario el disparo del CEV. Los fusibles de las unidades pueden ser de tipo interno o externo.</p> <p>El material dielectrico será libre de PCB.</p> <p>Las pérdidas máximas aceptables a 25 °C serán de 0.15 Watts/kVA.</p>		
<p>ING. JUAN MAYEN G. RESPONSABLE DEL PROYECTO</p>		
<p>15.3. Reactores.</p> <p>Los Reactores serán del tipo de núcleo de aire para garantizar linealidad a cualquier condición de operación.</p>		
<p>15.4. Válvulas de Tiristores.</p> <p>El Contratista suministrará a CFE y sin costo, el número de tiristores y elementos asociados con el disparo y supervisión de estos que llegaran a fallar durante un periodo de 3 años en operación normal del CEV. CFE entregará al Contratista los elementos dañados.</p> <p>Las Válvulas de Tiristores se diseñarán de tal forma que el reemplazo de un tiristor fallado, se realice con facilidad y sin necesidad de desconectar otros tiristores o su circuito de distribución de potencial (snubber circuit).</p> <p>El número de tiristores en cada fase, permitirá la operación continua de la válvula con un tiristor fallado, generando una señal que funcione únicamente una señal de alarma y la indicación de la posición del tiristor fallado. La falta de más de un tiristor, producirá el disparo del CEV.</p> <p>Para el diseño de la válvula de reactores del Reactor Controlado (TCR), se deberá tomar en cuenta que esta deberá ser controlada para voltajes en el lado de alta tensión de hasta 13 p.u., sin la operación de los respectivos limitadores de voltaje de la válvula (voltage break-over devices).</p> <p>El diseño deberá limitar la corriente en el TCR para voltajes superiores a 1.1 p.u., pero para voltajes mayores a 1.2 p.u., el control deberá proporcionar encendido permanente a la válvula de tiristores del TCR tal como se muestra en la Figura 2.</p> <p>Todas las componentes del TCR deberán ser diseñadas para soportar la descarga de corriente por carga inductiva causada por una falla trifásica solid a tierra en el lado de alta tensión del transformador y que es controlada en cuatro ciclos y seguida de una elevación de voltaje transitorio del valor que se indica en el numeral 11 de este documento y con duración de un segundo. Se supone que la falla ocurre en el valor pico de la onda de corriente en TCR.</p> <p>Para el diseño de la válvula del TSC se deberá considerar que los tiristores sean capaces de interrumpir y bloquear corrientes de hasta 1.5 p.u. resultado en el lado de alta tensión del transformador.</p> <p>Para minimizar las consecuencias por la ocurrencia de pulsos de frecuencia no deseada (mixing) que no pueden ser evitados en la válvula del TSC, deberán utilizarse resistencias no lineales. El diseño del sistema deberá evitar cualquier mal funcionamiento no deseado en el punto de la onda de voltaje pico a 1.5 p.u.</p>		

**TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN**

2013

	COMISIÓN FEDERAL DE ELECTRICIDAD SUBDIRECCIÓN DE CONSTRUCCIÓN COORDINACIÓN DE PROYECTOS DE TRANSMISIÓN Y TRANSFORMACIÓN	ESPECIFICACIÓN PROVISORIAL CPTT-CEV-01/2001
	COMPENSADOR ESTÁTICO DE POTENCIA REACTIVA (CEV) S.E. CERRO DE ORO	REVISIÓN: 0 FECHA REV.: 31/OCT/2002 HOJA 10 DE 18
<p>La acumulación de voltaje en los capacitores para cada encendido no deseado debe ser tomada en cuenta.</p> <p>El CEV deberá dispararse para voltajes superiores a 1.3 p.u. con duración de 1 segundo o más.</p> <p>En condiciones de voltaje inferior a 0.4 p.u., se deberán bloquear los pulsos de encendido del TSC y permanecer en estas condiciones hasta que el voltaje represe a un valor superior a 0.4 p.u. En ninguna condición de bajo voltaje se deberá emitir orden de disparo al CEV.</p> <p>El sistema de control deberá contar con elementos de monitoreo continuo que permitan:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Diferenciación local del estado de cada par de tiristores en cada uno de las ramas, así como la indicación de la fase y la posición de e(l)os tiristor(es) fallado(s) en la rama. • Registro de la ubicación de e(l)os tiristor(es) fallado(s), indicándose en pantalla, sistema de alarmas u impresión de la siguiente información: rama (inductiva o capacitiva) y fase. <p>El sistema de monitoreo de falla de tiristores será inmune a detecciones erróneas de falla en tiristores en las siguientes condiciones.</p> <ul style="list-style-type: none"> • Energización del CEV. • Desenergización del CEV. • Disparo del CEV por operación de protecciones. • Operación del control a respuesta de transitorios de la Red. <p>15.5. Sistema de Enfriamiento.</p> <p>El Sistema de Enfriamiento de las Válvulas de Tiristores, será de tipo cerrado con agua desmineralizada, con un sistema de bombeo redundante con transferencia automática y manual que asegure su correcta operación a plena carga ante cualquier condición climatológica del sitio, medio ambiente y temperatura extrema. El sistema de enfriamiento deberá activar los controles, bloqueos, alarmas y permisos necesarios para la oportuna protección de las Válvulas de Tiristores.</p> <p>El Sistema de enfriamiento deberá de suministrarse con instrumentación electrónica con indicación local (Display) para el monitoreo de los siguientes parámetros como mínimo:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Presiones <ul style="list-style-type: none"> ➢ Succión ➢ Descarga ➢ Sistema de sellado ➢ Presiones de entrada y salida de Filtros • Temperaturas <ul style="list-style-type: none"> ➢ Agua de Alimentación ➢ Agua de Retorno ➢ Temperatura ambiente en el exterior del CEV ➢ Temperatura en la sala de válvula de tiristores • Conductividad del Agua de enfriamiento • Medición de Flujo individual por cada una de las Válvulas de Tiristores • Medición de Flujo total a la salida del sistema de bombeo • Indicaciones de operación de: <ul style="list-style-type: none"> ➢ Bombas ➢ Paquetes de Enfriamiento ➢ Alarmas de operación ➢ Alarmas de estado <div style="text-align: right; margin-top: 20px;"> <p>ING. JOSE MAMEN G. RESPONSABLE DEL PROYECTO</p> </div>		

TESIS CON
FALLA DE MAMEN

	COMISIÓN FEDERAL DE ELECTRICIDAD SUBDIRECCIÓN DE CONSTRUCCIÓN COORDINACIÓN DE PROYECTOS DE TRANSMISIÓN Y TRANSFORMACIÓN	2014 ESPECIFICACIÓN PROVISIONAL CPTT-CEV-01/2001
	COMPENSADOR ESTÁTICO DE POTENCIA REACTIVA (CEV) S.E. CERRO DE ORO	REVISIÓN: 0 FECHA REV.: 31/OCT/2002 HOJA 11 DE 18
<p>Todas las mediciones y alarmas antes descritas además de disponer de indicadores analógicos locales, deberán integrarse al Sistema de Control y Monitoreo local (IHM) del CEV. Para fines del monitoreo del Sistema de Enfriamiento el Contratista debe implementar pantallas gráficas de operación, así como la graficación de tendencias de las variables operativas (Presiones, Temperaturas, Flujos, Conductividad).</p>		
<p>15.6. Servicios Auxiliares de CA y CD.</p> <p>Los requerimientos relativos a las fuentes de alimentación y equipos necesarios para la alimentación de fuerza, control y señalización del CEV y sus equipos asociados se establecen en el documento CARACTERÍSTICAS PARTICULARES PARA EQUIPOS DE SERVICIOS PROPIOS.</p>		
<p>15.7. Aire Acondicionado.</p> <p>Los equipos para acondicionamiento de temperatura en el interior de la caseta (Control y Tristores), serán de tipo centralizado con dos unidades con capacidad de 100% cada una, para mantener la temperatura recomendada en el área de tristores y de control en el cuarto de control, así como para proporcionar presión positiva al interior de la caseta. El sistema operará en forma automática y se realizará un cambio de unidad en forma automática cada semana.</p>		
<p>16 PRUEBAS.</p> <p>Todos los equipos que forman parte del CEV deberán contar con pruebas de prototipo y adicionalmente se les realizarán las pruebas de rutina en fábrica de acuerdo con lo indicado en las normas de referencia aplicables.</p> <p>Las pruebas serán ejecutadas de acuerdo con las normas aplicables y los requerimientos particulares indicados en este documento. Si los requerimientos del presente documento discrepan con lo indicado en las normas indicadas, aplicará lo indicado en esta especificación. Para los casos en los que las normas de referencia no apliquen, se podrán aplicar otros procedimientos o métodos de prueba previo acuerdo entre CFE y el Contratista.</p> <p>Los Licitantes incluirán en sus Propuestas una lista de pruebas, estableciendo claramente el tipo de pruebas que serán llevadas a cabo para este Proyecto, e indicando las pruebas prohibidas para las cuales solo entregará los reportes de pruebas previamente especificadas. La lista de pruebas deberá incluir pruebas de rutina y pruebas de aceptación en fábrica que serán llevadas a cabo en este Proyecto.</p> <p>Los resultados obtenidos de las pruebas deben demostrar que el equipamiento cumple con los requerimientos establecidos en esta especificación.</p> <p>CFE se reserva el derecho para sí misma o sus representantes a estar presente y testificar todas las pruebas.</p> <p>Adicionalmente, y una vez que el CEV y todos sus equipos estén completamente ensamblados, se deberán realizar las pruebas de puesta en servicio que se establecen en las normas aplicables, incluyendo aquellas a realizar antes y después de la energización del CEV.</p>		
<p>17. APOYO TÉCNICO</p> <p>17.1 Capacitación.</p> <p>El Contratista impartirá con personal calificado del fabricante del CEV, un programa de capacitación que inevitablemente será impartido en idioma español. Este programa deberá ser enmarcado con una anticipación de dos meses a la puesta en operación del CEV, proporcionando a los participantes el equipo y el material didáctico necesario. En su oportunidad, CFE acordará con el Contratista la fecha y el lugar donde se impartirá.</p>		
<p>ING. <i>[Firma]</i> WARENG. RESPONSABLE DEL PROYECTO</p>		

TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

	COMISIÓN FEDERAL DE ELECTRICIDAD SUBDIRECCIÓN DE CONSTRUCCIÓN COORDINACIÓN DE PROYECTOS DE TRANSMISIÓN Y TRANSFORMACION	2013 IDENTIFICACION PROVISIONAL CPTT-CEV-01/2001 REVISIÓN a FECHA REV.: 31/0CT/2002 HOJA 12 DE 18
COMPENSADOR ESTÁTICO DE POTENCIA REACTIVA (CEV) S.E. CERRO DE ORO		
<p>este programa de capacitación. El contenido detallado del programa de capacitación se encuentra en el Anexo 2 de este documento.</p> <p>Cinco ingenieros de CFE participarán activamente en los trabajos de puesta en servicio junto con el personal técnico del Contratista encargado de ejecutar estos trabajos. El Contratista deberá tomar en cuenta lo anterior para definir su Programa de actividades y alcanzar la fecha de Aceptación Provisional programada.</p> <p>17.2. Montaje.</p> <p>Durante las etapas de montaje y puesta en servicio del CEV, el Contratista deberá contar con el apoyo y la supervisión directa del fabricante del CEV.</p> <p>18. EVALUACIÓN DE PÉRDIDAS.</p> <p>Las pérdidas serán evaluadas de acuerdo a la siguiente fórmula:</p> $EPT = K [0.35 \times PI_1 + 0.10 \times PI_2 + 0.45 \times PC_1 + 0.10 \times PC_2]$ <p>siendo:</p> <ul style="list-style-type: none"> EPT [USD] = Importe de evaluación de pérdidas en USD K [USD/AV] = 3,000 PI₁ [kW] = Pérdidas promedio en el intervalo de 0-150 MVAR inductivos PI₂ [kW] = Pérdidas promedio en el intervalo de 150-300 MVAR inductivos PC₁ [kW] = Pérdidas promedio en el intervalo de 0-150 MVAR capacitivos PC₂ [kW] = Pérdidas promedio en el intervalo de 150-300 MVAR capacitivos <p>Estos valores de pérdidas son la suma de los siguiente tipos, debiendo el Licitante indicar en su Oferta los valores promedio para cada intervalo de operación:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Pérdidas en el transformador • Pérdidas en Válvulas • Pérdidas en enfilamiento de listones • Pérdidas en Capacitores • Pérdidas en Reactores • Otras <p>1.2.</p> <p>19. INFORMACION REQUERIDA.</p> <p>19.1. Con la oferta.</p> <p>El Licitante entregará con su Propuesta:</p> <ol style="list-style-type: none"> a) Una lista de los CEV, similares a los de este Proyecto que hayan sido instalados en los últimos 10 años, indicando en cada uno: Base, Compañía, Tensión del Sistema, Capacidad, Año de entrada en operación y nombre, cargo, dirección electrónica (E-MAIL) y teléfono (FAX) de la persona a la que se pueda consultar sobre el comportamiento del CEV suministrado. b) Enlaces descriptivos de cada una de las componentes principales del CEV. c) Los medios que mejor describan el comportamiento del CEV, en estados de Estabilidad y Flujos, cubriendo la información de ganancias, constantes de tiempo, losses. 		

ING. JOSÉ MAYER G.
 RESPONSABLE DEL PROYECTO

TESIS CON
 FALLA DE ... IN

	COMISIÓN FEDERAL DE ELECTRICIDAD SUBDIRECCIÓN DE CONSTRUCCIÓN COORDINACIÓN DE PROYECTOS DE TRANSMISIÓN Y TRANSFORMACIÓN	2016 ESPECIFICACIÓN PROVISIONAL CPTT-CEV-01/2001 REVISIÓN: 0 FECHA REV.: 21/06/2002 HOJA 13 DE 18
	COMPENSADOR ESTÁTICO DE POTENCIA REACTIVA (CEV) S.E. CERRO DE ORO	
<p>d) Planos con los dibujos preliminares, mostrando dimensiones y el arreglo propuesto (planta y corte) para el equipo del CEV.</p> <p>e) Dibujos de arreglo y dimensiones de los gabinetes y tableros de control.</p> <p>f) El Cuestionario Técnico que se incluye en el Anexo 3 de este documento debidamente llenado.</p>		
<p>19.2. Durante el desarrollo de la Obra.</p> <p>El Contratista entregará a CFE:</p>		
<p>19.2.1. Resultados de la primera parte de los Estudios de Armónicas, referido en el numeral 6.xxiv) de este documento, a más tardar un mes después de su conclusión.</p>		
<p>19.2.2. Diseño del control coordinado de los CEVs y de los canales de comunicación entre subestaciones, a más tardar 6 meses antes de la fecha de Aceptación Provisional</p>		
<p>19.2.3. A más tardar en 3 meses antes de la fecha de Aceptación Provisional, 10 juegos de instructivos detallados del funcionamiento y mantenimiento del CEV, que incluya la información siguiente:</p>		
<p>a) Esquemas de Protecciones (esquemas de protección de rama, banco de transformación, servicios propios, buses).</p>		
<p>b) Esquemas de Control (regulador, interfase SCADA, automatismos, válvula de tiristores).</p>		
<p>c) Equipo primario (reactores, banco de transformación, interruptores, cuchillas)</p>		
<p>d) Descripción técnica de la teoría y filosofía general de operación del CEV, dentro del sistema interconectado en donde se instalará</p>		
<p>e) Descripción de cada una de las funciones de control, protección de válvula de tiristores, sistema de enfriamiento, y Automatismo de la transferencia de Servicios propios</p>		
<p>f) Instrucciones para el mantenimiento y sustitución de cada uno de los componentes del CEV.</p>		
<p>g) Información detallada de todos los aspectos de programación referente a los ajustes a los parámetros del regulador con su relación al modelo matemático</p>		
<p>h) Instructivos de equipo que se utilice para el mantenimiento y ajuste de parámetros del CEV.</p>		
<p>i) Planos de los esquemas, diagramas esquemáticos, Diagramas de alimentación y planos de disposición de equipos del CEV</p>		
<p>j) Información detallada de todas las opciones de mantenimiento para la detección de fallas por medio del software de los sistemas de control, SCADA, interfase hombre-máquina, y configuración</p>		
<p>k) Información detallada para diagnóstico y solución de las fallas más comunes</p>		
<p>l) Información detallada de los procedimientos de mantenimiento de cada uno de los sistemas del CEV, describiendo sucesionalmente, la instalación y calibración de equipo de prueba y medición, software de mantenimiento, así como periodicidad y resultados esperados.</p>		
<p>m) Reportes técnicos de pruebas en fábrica de los componentes del CEV (Válvulas de Tiristores, Reactores, Bancos de Capacitores, Filtros, Banco de Transformación, Sistema de Enfriamiento, Interruptores, Cuchillas, así como equipos de Servicios Propios, Esquemas de Protección y Control, así como las relacionadas con el Sistema SCADA e Interfase Hombre Máquina).</p>		
<p>19.3. Después de la Puesta en Servicio.</p> <p>El Contratista entregará a CFE a más tardar en 3 meses después de la fecha de Aceptación Provisional la siguiente información:</p>		
<p>ING. JOSE NAYEN G.</p> <p>COORDINADOR DE PROYECTOS</p>		

**TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN**

	COMISIÓN FEDERAL DE ELECTRICIDAD SUBDIRECCIÓN DE CONSTRUCCIÓN COORDINACIÓN DE PROYECTOS DE TRANSMISIÓN Y TRANSFORMACIÓN	2017 ESPECIALIZACIÓN PROFESIONAL CPTT CEV-170001 REVISIÓN 0 FECHA REV.: 3/06/17/2002
	COMPENSADOR ESTÁTICO DE POTENCIA REACTIVA (CEV) S. E. CERRO DE ORO	HOJA 14 DE 18

- n) Memorias técnicas de Puesta en Servicio y ajustes finales de los componentes del CEV
- o) Planos definitivos (as built) de los esquemas, diagramas esquemáticos, diagramas de alambreado y planos de disposición de equipos del CEV, incluyendo las modificaciones derivadas en los trabajos de Puesta en Servicio.
- p) Software y licencias de todos los sistemas que integran el CEV, así como del equipo de prueba.
- q) Resultado de pruebas de funcionalidad del CEV final.
- r) Resultados de la segunda parte de los Estudios de Armónicas, referido en el numeral 6.3.3 y en su respectivo documento, a más tardar un mes después de su conclusión.

ING. JOSE MAYEN G.

RESPONSABLE DEL PROYECTO

20. PARTES DE REPUESTO.

Todas las partes de repuesto deben ser intercambiables y tener la misma calidad en materiales y mano de obra que las partes originales correspondientes, cumpliendo con los mismos requerimientos.

Si alguna de las operaciones de montaje o mantenimiento requieren herramientas de fabricación especial, los Licitantes las incluirán y cotizarán en sus Propuestas, requiriéndose solo un lote de ellas.

Cada lote de partes de repuesto estará integrado, sin ser limitativo, por el siguiente listado de referencias, en la inteligencia de que el Licitante incluirá también aquellas que considere necesarias.

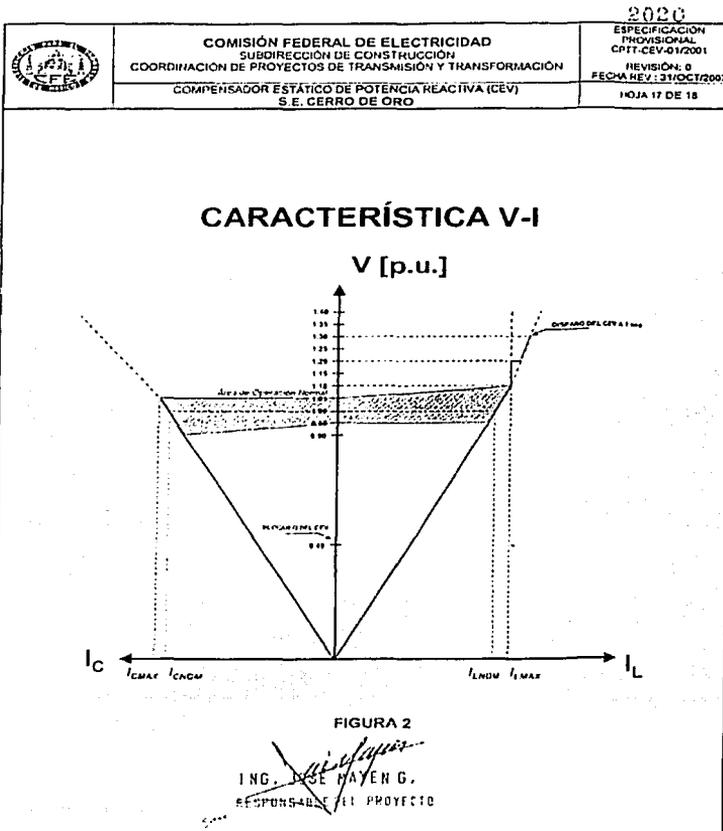
CONCEPTO	CANTIDAD
Tristores para control de potencia de reactor	El número de tristores que forman una fase (escribir número)
Tristores para control de conducción de capacitores	El número de tristores que forman una fase (escribir número)
Segmentos de reactor controlado (1 fase = 2 segmentos)	1
Unidades capacitivas para banco de capacitores controlados por tristores	El número de unidades que forman una fase para unidades con fusibles internos, o la mitad del número de unidades que forman una fase para unidades con fusibles externos (escribir número)
Fusibles de Reactor de autoapagamiento	1
Unidades capacitivas para banco de capacitores distribuidos con interruptor	El número de unidades que forman una fase para unidades con fusibles internos, o la mitad del número de unidades que forman una fase para unidades con fusibles externos (escribir número)
Módulos para el accionamiento de las cuchillas desconectores de las Ramas de Conducción	1 por cada tipo (capacidad) de motor (escribir número)
Lote para Transformador de Potencia según alcance descrito en la Especificación E-10040006	1
Lote integrado por un banco de capacitores del sistema de enfriamiento de agua	1
Lote integrado por una pieza de cada una de las bombas del control de conductividad, presión, flujo y nivel del sistema de agua de enfriamiento de Valvulas de Tristores	1
Lote integrado por un repuesto de cada uno de los tipos de motores y bombas del sistema de agua de enfriamiento de Valvulas de Tristores	1
Lote integrado por una pieza de cada una de las partes de Rotas de Protección (mecánicas y eléctricas)	1
Lote integrado por una pieza de cada una de los tipos de tarjetas que forman parte del equipo electrónico, incluyendo los de display de tristores y las de control de potencia de los mismos (formato)	1

TESIS CON
 FALLA DE CALIDAD

2018

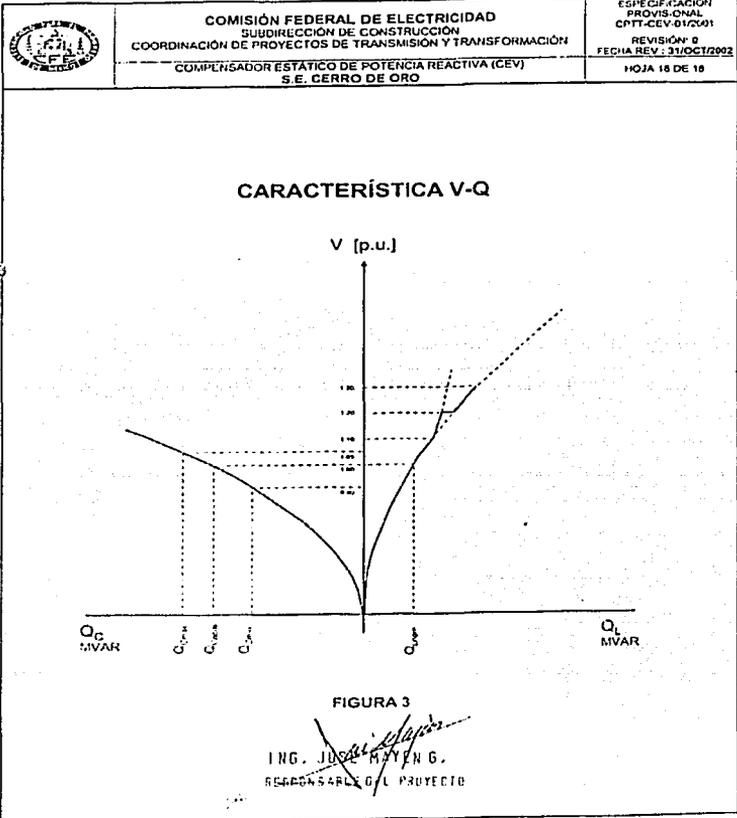
	COMISIÓN FEDERAL DE ELECTRICIDAD SUBDIRECCIÓN DE CONSTRUCCIÓN COORDINACIÓN DE PROYECTOS DE TRANSMISIÓN Y TRANSFORMACIÓN	ESPECIFICACION PROVISIONAL CMTT C5V17001 REVISIÓN 0 FECHA REV. 31/OCT/2007 HOJA 15 DE 18
COMPENSADOR ESTÁTICO DE POTENCIA REACTIVA (CEV) S.E. CERRO DE ORO		
CONCEPTO	CANTIDAD	
Lote de relé/cables completo para una fase de la unidad de medición de tensiones del banco de capacitores del TSC.	1	
Lote de referencias para el equipo terminal óptico de comunicaciones consistente en un juego de cada una de las tarjetas y/o módulos que lo integran.	1	
<div style="text-align: right; margin-top: 200px;"> ING. JOSÉ AYEN G. RESPONSABLE DEL PROYECTO </div>		

**TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN**



TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

2021



TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

	COMISIÓN FEDERAL DE ELECTRICIDAD SUBDIRECCIÓN DE CONSTRUCCIÓN COORDINACIÓN DE PROYECTOS DE TRANSMISIÓN Y TRANSFORMACIÓN	2008 ESPECIFICACIÓN PROVISIONAL CPTT-CEV-01/2001 REVISIÓN 0 FECHA REV.: 31/05/2002
	COMPENSADOR ESTÁTICO DE POTENCIA REACTIVA (CEV) S.E. CERRO DE ORO	HOJA 1 DE 8
ANEXO 1 ESTUDIO DE SENSIBILIDAD ARMÓNICA EN EL BUS CERRO DE ORO		
1. RESUMEN		
<p>Se presenta un estudio del comportamiento de la respuesta de la impedancia en el bus Cerro de Oro un 400 kV, ante la variación de frecuencia, lo cual permitirá detectar frecuencias en las cuales pueda ocurrir amplificación armónica debido al fenómeno de resonancia paralelo y se podrá evaluar el impacto de la aplicación de cualquier medio de compensación de potencia reactiva, asegurando el correcto funcionamiento del sistema en cuanto a resonancias se refiere.</p> <p>Se consideraron dos horizontes de tiempo para la realización del estudio, 2005 y 2008, incluyendo las condiciones esperadas para esos años tanto en lo concerniente al Mercado Eléctrico como al Programa de Obras e Inversiones del Sector Eléctrico (POISE), así mismo se consideraron las condiciones de demanda máxima y media para el año 2008, y de demanda máxima para el año 2005.</p> <p>Se sometió el sistema a contingencias severas, tanto de pérdidas de generación como de red para evaluar su impacto en cada uno de los buses considerados.</p>		
2. INTRODUCCION		
<p>Para detectar problemas potenciales de resonancia, se utilizó el método de barrido de frecuencia, en el cual se grafica la impedancia conforme se varía la frecuencia. El estudio se lleva a cabo aplicando una fuente de corriente (voltaje) de 1 pu variando la frecuencia en pasos predefineditos, y calculando el voltaje (corriente) resultante a los voltajes de barra (corrientes) correspondientes a las impedancias de barra (la admittancia en caso de estar una fuente de voltaje).</p>		
3. CONSIDERACIONES GENERALES		
<p>Para la conformación del horizonte de estudio se contemplaron dos años a analizar, 2005 y 2008, los cuales incluyen las condiciones esperadas en lo concerniente al Mercado Eléctrico como al Programa de Obras e Inversiones del Sector Eléctrico (POISE), para las condiciones de demanda máxima y demanda media del Sistema Interconectado Nacional (SIN) y con un despacho de generación típica, mientras que para el año 2005 se consideró la demanda máxima del área Oriental. Los escenarios fueron seleccionados para analizar el impacto tanto de la red como la demanda, así mismo, se analizaron contingencias para evaluar su impacto en la impedancia continua vista en el nodo.</p> <p>En los casos estudiados se modeló a nivel transmisión y subtransmisión la compensación existente y la incluida en el POISE.</p> <p>El CEV de Temascal, se modeló como un capacitor fijo de la capacidad total del CEV.</p> <p>El comportamiento de la impedancia se muestra mediante graficas de Impedancia vs Frecuencia, considerando 5 modos de frecuencia hasta 2000 Hz que representa la armónica 33^{ra}.</p>		
4. ANÁLISIS DE SENSIBILIDAD ARMÓNICA		
<p>Para analizar el impacto de la red en la impedancia armónica se consideró el POISE en un horizonte de tiempo de 2005 al 2008, así mismo se analizó el impacto de la generación y compensación de potencia reactiva considerando condiciones tanto de demanda máxima como media del SIN.</p>		
ING. JORGE MAYEN G.		

**TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN**

	COMISIÓN FEDERAL DE ELECTRICIDAD SUBDIRECCIÓN DE CONSTRUCCIÓN COORDINACIÓN DE PROYECTOS DE TRANSMISIÓN Y TRANSFORMACIÓN	2003 ESPECIFICACIÓN PROVISIONAL CPTT-CEV.012201 REVISIÓN 0 FECHA REV.: 31/OCT/2002
	COMPENSADOR ESTÁTICO DE POTENCIA REACTIVA (CEV) S.E. CERRO DE ORO	HOJA 2 DE 8

ANEXO 1

Se evalúa el comportamiento de la impedancia armónica en la Subestación Cerro de Oro en 400 kV y se presentan las gráficas de Impedancia vs Frecuencia en el nodo estudiado ante las siguientes condiciones del SIN:

- Red del 2005, demanda máxima coincidente del Área Oriental
- Red del 2008, demanda máxima coincidente del SIN
- Red del 2008, demanda media del SIN, coincidente con la demanda máxima

En cada uno de estos escenarios se realizaron barridos de frecuencia inclusive ante la condición de salida de un elemento.

4.1. Demanda máxima coincidente del Oriental en el 2005

El comportamiento de la impedancia armónica en este nodo, en el caso base, presenta una alta impedancia, del orden de 1.565 ohms, a una frecuencia muy cercana a la 13ª armónica (interarmónica 12.25) y otras frecuencias resonantes de menor magnitud cercanas a la 10ª y 15ª (Ver Figura 1), en general se observa, en ese sentido, que este nodo es poco sensible ante cambios de compensación que pudieran darse en condiciones normales de operación.

La salida de la línea Terasca II a Cerro de Oro en 400 kV afecta notablemente la característica de la impedancia armónica, ya que ante esa contingencia, la frecuencia resonante característica (relevante) se traslada hacia la 7ª armónica aunque con valores de impedancia menores a los valores que se presentan en el caso base (Ver Figura 1.1). Fuera de esta condición, la salida de cualquier otro elemento de transmisión no provoca cambios radicales en la característica de la impedancia armónica, resultando en todos los casos que la frecuencia de resonancia relevante es la cercana a la 13ª armónica (Ver Figura 1.2).

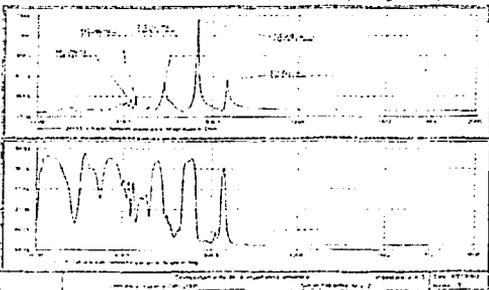


Fig. 1. Comportamiento de la impedancia y de su variación ante la contingencia de salida de la subestación Cerro de Oro 400 kV, Caso Base (2005).

ING. JOSE MATEO G.

**TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN**

	COMISIÓN FEDERAL DE ELECTRICIDAD SUBDIRECCIÓN DE CONSTRUCCIÓN COORDINACIÓN DE PROYECTOS DE TRANSMISIÓN Y TRANSFORMACIÓN	2008 CATEGORIZACIÓN PROVISIONAL CPTT-CEV-01/2001
	COMPENSADOR ESTÁTICO DE POTENCIA REACTIVA (CEV) S.E. CERRO DE ORO	REVISIÓN: 0 FECHA REV. 31/OCT/2002 HOJA 3 DE 8

ANEXO 1

4.2. Demanda máxima del SIN en el 2008

De la Fig. 2 se observa que el valor de la impedancia más alto se encuentra cercano a la 13ª armónica (interarmónica, 12.5) con un valor de 1243 ohms, también se presentan frecuencias resonantes de valor menor en frecuencias cercanas a la 7ª y 9ª.

Se observa de las Figuras 1.3 y 1.4, que la condición que modifica sustancialmente el comportamiento de la impedancia es la salida de la línea en 400 kV de Terminal II a Cerro de Oro, lo que provoca que la frecuencia resonante más relevante su traslado a frecuencias cercanas a los 420 Hz, que corresponde a la 7ª armónica aunque con un valor de impedancia (720 ohms) menor al que se presenta en la Figura 2 (red completa).

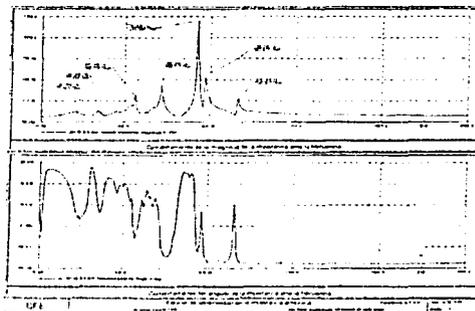


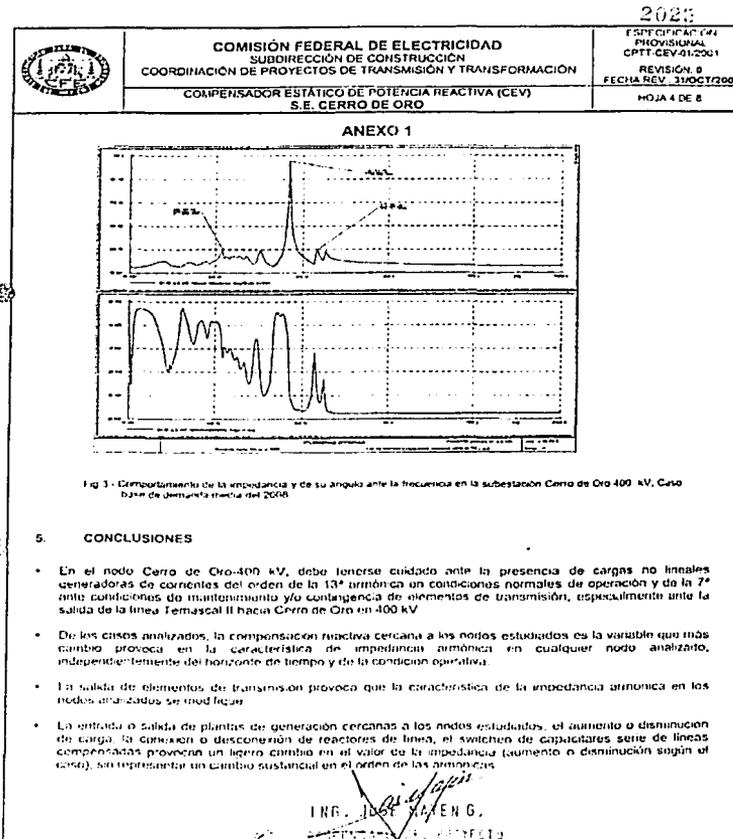
Fig. 2 - Comportamiento de la impedancia y de su ángulo ante la frecuencia en la subestación Cerro de Oro 400 kV, Caso Base de demanda máxima del 2008

4.3. Demanda media del SIN en el 2008

En el caso base, se observa que la 13ª armónica (interarmónica, 12.3) representaría un potencial pulso de resonancia en paralelo, a una frecuencia de 740 Hz, y con valor de impedancia del orden de 1,193 ohms (Ver Figura 3)

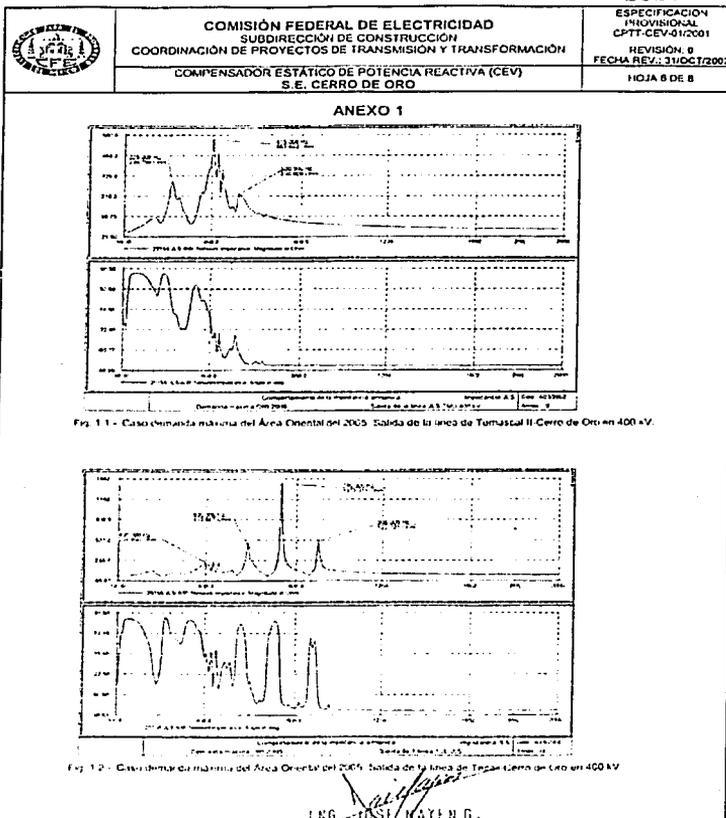
ING. JOSÉ MAYLEN G.
 RESPONSABLE DEL PROYECTO

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



**TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN**

	COMISIÓN FEDERAL DE ELECTRICIDAD SUBDIRECCIÓN DE CONSTRUCCIÓN COORDINACIÓN DE PROYECTOS DE TRANSMISIÓN Y TRANSFORMACIÓN	2026 ESPECIFICACION INDEFINIDA CPIT CEV-01/2001
	COMPENSADOR ESTÁTICO DE POTENCIA REACTIVA (CEV) S.E. CERRO DE ORO	REVISIÓN: 0 FECHA REV.: 31/03/2002 HOJA 3 DE 8
ANEXO 1		
SENSIBILIDAD ARMÓNICA DE LA IMPEDANCIA PARA EL NODO CERRO DE ORO (ÍNDICE DE FIGURAS)		
<p>Fig. 1.1.- Caso demanda máxima del Área Oriental del 2005. Salida de la línea de Temascal II-Cerro de Oro en 400 kV.</p>		
<p>Fig. 1.2.- Caso demanda máxima del Área Oriental del 2005. Salida de la línea de Tecali-Cerro de Oro en 400 kV.</p>		
<p>Fig. 1.3.- Caso demanda máxima del SIN del 2008. Salida de la línea de Temascal II-Cerro de Oro en 400 kV.</p>		
<p>Fig. 1.4.- Caso demanda máxima del SIN del 2008. Salida de la línea de Temascal II-Julio en 400 kV.</p>		
 ING. JOSÉ MARTÍN G. RESPONSABLE DEL PROYECTO		



TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

2025



COMISIÓN FEDERAL DE ELECTRICIDAD
SUBDIRECCIÓN DE CONSTRUCCIÓN
COORDINACIÓN DE PROYECTOS DE TRANSMISIÓN Y TRANSFORMACIÓN

ESPECIFICACIÓN
PROYECTUAL
CPTT-CEV-01/2001
REVISIÓN: 0
FECHA REV.: 31/OCT/2002
HOJA 7 DE 8

COMPENSADOR ESTÁTICO DE POTENCIA REACTIVA (CEV)
S.E. CERRO DE ORO

ANEXO 1

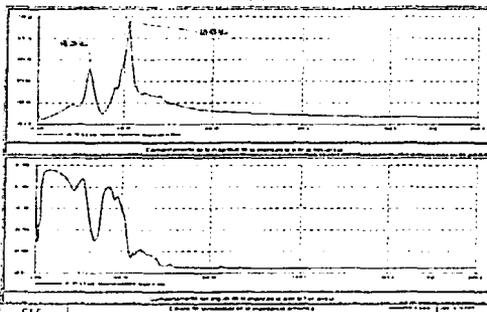


Fig. 1.3 - Caso demanda máxima del SIN del 2008. Salida de la línea de Temascal II-Cerro de Oro en 400 kV.

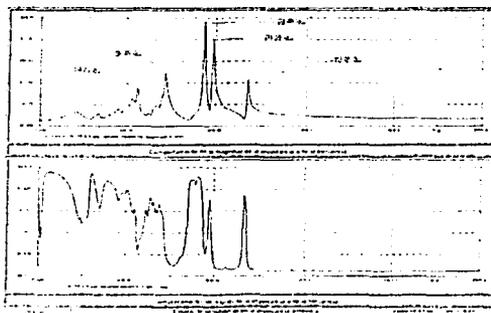


Fig. 1.4 - Caso demanda máxima del SIN del 2008. Salida de la línea de Temascal II-Cerro de Oro en 400 kV.

ING. ~~XXXXXXXXXX~~ MAYANG

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

	COMISIÓN FEDERAL DE ELECTRICIDAD SUBDIRECCIÓN DE CONSTRUCCIÓN COORDINACIÓN DE PROYECTOS DE TRANSMISIÓN Y TRANSFORMACIÓN	2031 ESPECIFICACIÓN PROVISIONAL CPTT-CEV-01/2001 REVISIÓN: 0 FECHA REV.: 11/NOV/2002 HOJA 2 DE 2
	COMPENSADOR ESTÁTICO DE POTENCIA REACTIVA (CEV) S.E. CERRO DE ORO	
ANEXO 2		
<ul style="list-style-type: none"> ⇒ Esquema de Control de Equipo Primario (Interlocks de Apertura/Cierre de interruptores y cuchillas) ⇒ Esquemas de protecciones de cada elemento (operación de cada una de ellas y zonas de protección) <ul style="list-style-type: none"> • Conocimiento detallado de los instrumentos de programación para visualizar, modificar, adicionar, parámetros y funciones en los diferentes módulos de programación que conforman las funciones de: <ul style="list-style-type: none"> ⇒ Control de las cuchillas e interruptores asociados al CEV ⇒ Esquema de Regulación ⇒ Esquema de generación y envío de pulsos de disparo ⇒ Control de Válvula de Tiristores ⇒ Sistema de Monitoreo de Tiristores ⇒ Sistema de enfriamiento de Válvula de Tiristores (PLC) ⇒ Programación para la edición y modificación de pantallas actuales de la Interfase Hombre Máquina, edición de puntos dinámicos, ampliación de módulos de alarmas, y edición de reportes, así como todo lo relacionado con la configuración e identificación de módulos de comunicación en la red de datos. • Conocimiento detallado de la electrónica asociada con: <ul style="list-style-type: none"> ⇒ Esquema de Regulación ⇒ Válvula de Tiristores ⇒ Controladores, y/o Generadores de Pulsos, y su envío a la válvula de tiristores ⇒ Esquema de Monitoreo de tiristores y recepción de pulsos de disparo ⇒ Esquema de Control e Instrumentación del Sistema de Enfriamiento ⇒ Unidades de Medición para el control sincronización y protección de la Válvula de Tiristores TCR y TSC • Procedimientos de pruebas y mantenimiento: <ul style="list-style-type: none"> ⇒ Pruebas automáticas para la detección del buen funcionamiento de las tarjetas de control. ⇒ Instrucciones para la sustitución de tiristores (detección de los elementos dañados) ⇒ Instrucciones para el desarrollo de pruebas de mantenimiento a las válvulas de tiristores y esquemas asociados. ⇒ Procedimiento de pruebas para el sistema de enfriamiento ⇒ Pruebas de operación del compensador a voltaje reducida <p>Esta parte debe complementar prácticas con el equipo fuera de servicio para las pruebas de las tarjetas de control, así como prácticas con el software de desarrollo del sistema de control para el monitoreo de las señales internas para la detección de posibles fallas y la implementación de modificaciones en el sistema</p>		
 ING. JOSÉ AYEN G. COORDINADOR DEL PROYECTO		

	<p>COMISIÓN FEDERAL DE ELECTRICIDAD SUBDIRECCIÓN DE CONSTRUCCIÓN COORDINACIÓN DE PROYECTOS DE TRANSMISIÓN Y TRANSFORMACIÓN</p> <p>COMPENSADOR ESTÁTICO DE POTENCIA REACTIVA (CEV) S.E. CERRO DE ORO</p>	<p>2032</p> <p>ESPECIFICACION PROVISIONAL CPTT-CEV-01/2001</p> <p>REVISIÓN: 0 FECHA REV.: 31/OCT/2002</p> <p>HOJA 1 DE 3</p>
<p>ANEXO 3 CUESTIONARIO</p>		
<p>1.1. FUNCIONAMIENTO Y MODELADO</p> <p>a) Descripción detallada del funcionamiento del CEV.</p> <p>b) Modelos específicos del CEV para su simulación en estudios de Flujos y Estabilidad.</p>		
<p>1.2. AUXILIARES</p> <p>a) Tiempo que soporta el CEV sin dispararse en el evento de pérdida de alimentación de CA para auxiliares _____ segundos</p> <p>b) Tiempo que toma la conmutación de fuentes de alimentación de CA para auxiliares _____ ciclos</p>		
<p>1.3. EQUIPO DE ENFRIAMIENTO</p> <p>a) Características del agua _____</p> <p>b) Capacidad _____ litros</p> <p>c) Eventos que ocasionan el disparo del CEV _____</p>		
<p>1.4. VALVULAS DE TIRISTORES</p> <p>a) Número de tiristores por fase: Reactor _____ Capacitor _____</p> <p>b) Número de tiristores redundantes por fase: Reactor _____ Capacitor _____</p> <p>c) Voltaje nominal de pico inverso de los tiristores: Reactor _____ Capacitor _____</p> <p>d) Corriente nominal de los tiristores: Reactor _____ kA Capacitor _____ kA</p> <p>e) dI/dt de los tiristores: Reactor _____ A/(seg x 10⁻³) Capacitor _____ A/(seg x 10⁻³)</p> <p>f) dV/dt de los tiristores: Reactor _____ V/(seg x 10⁻³) Capacitor _____ V/(seg x 10⁻³)</p>		
<p>1.5. REACTOR CONTROLADO</p> <p>a) Reactancia (60 Hz) fase _____ Factor en un ángulo del voltaje de los dos segmentos, los cables de inducción, etc. _____</p>		
<p>ING. JOSE MAYAN G. RESPONSABLE DEL PROYECTO</p>		

2039

	COMISIÓN FEDERAL DE ELECTRICIDAD SUBDIRECCIÓN DE CONSTRUCCIÓN COORDINACIÓN DE PROYECTOS DE TRANSMISIÓN Y TRANSFORMACIÓN COMPENSADOR ESTÁTICO DE POTENCIA REACTIVA (CEV) S.E. CERRO DE ORO	ESPECIFICACIÓN PROVISIONAL CPTT-CEV-01/2001 REVISIÓN: 0 FECHA REV: 31/OCT/2002 HOJA 2 DE 3
ANEXO 3		
pines y muldas de los segmentos, así como su polaridad (activa o sustractiva)		
b) Voltaje nominal	_____	KV
c) Ruido audible medido a 25 m del Reactor	_____	dB (A)
d) Factor de calidad Q	_____	
1.6. FILTROS		
n) Inductancia	L ₁ _____	Henry
	L ₂ _____	Henry
	C _s _____	Farad
	C _r _____	Farad
b) Capacitancia		
1.7. BANCOS DE CAPACITORES CONMUTADOS		
a) Voltaje nominal	_____	KV
b) Capacidad intrínseca a voltaje nominal	_____	MVar
c) Número de unidades capacitoras/fase	_____	unidades
d) Número de grupos en serie/fase	_____	grupos
e) Número de unidades capacitoras en paralelo/grupo	_____	unidades
f) Unidades capacitoras	_____	
- Marca	_____	
- Voltaje nominal	_____	KV
- Capacidad nominal	_____	KVar
- Material dieléctrico	_____	
- Pérdidas a 25° C	_____	Watts/KVar
- Tiempo de descarga de voltaje residual a 75 V	_____	minutos
- Fusesibles	_____	
Internos o externos	_____	
En caso de ser internos:		
- Número de fusesibles/unidad capacitadora	_____	fusesibles
g) Reactor de amortiguamiento	_____	
- Marca	_____	
- Inductancia	_____	Henry
- Corriente nominal	_____	A
- Frecuencia de sintonía con el Banco de Capacitores	_____	Hz
_____ ING. JOSE MANUEL G. RESPONSABLE DEL PROYECTO		

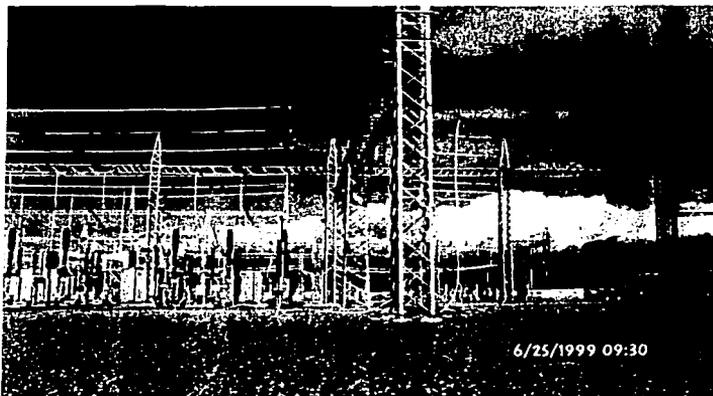
TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

Anexo II

Fotografías y Planos



Vista General de una Subestación de Potencia

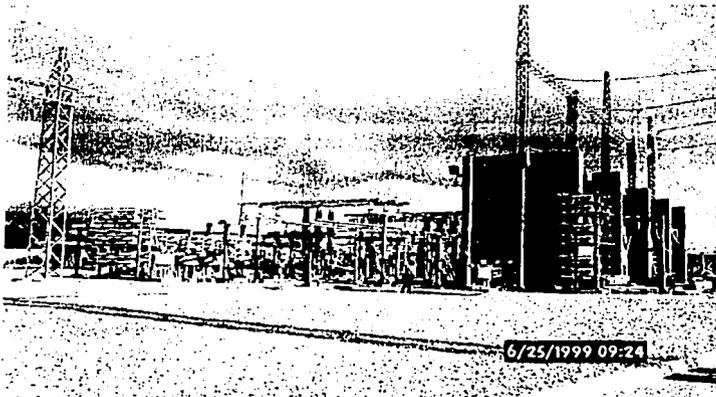


Vista General de la Subestación y Compensador Estático de VARs a la derecha

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



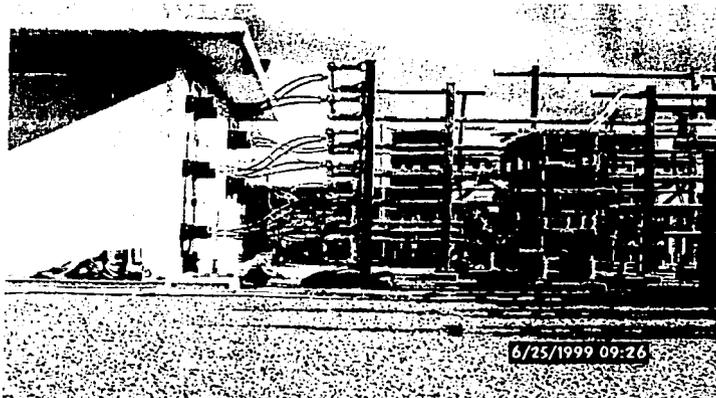
Vista General de la Subestación y Transformadores para el CEV al fondo



Vista General del Compensador Estático de VARs

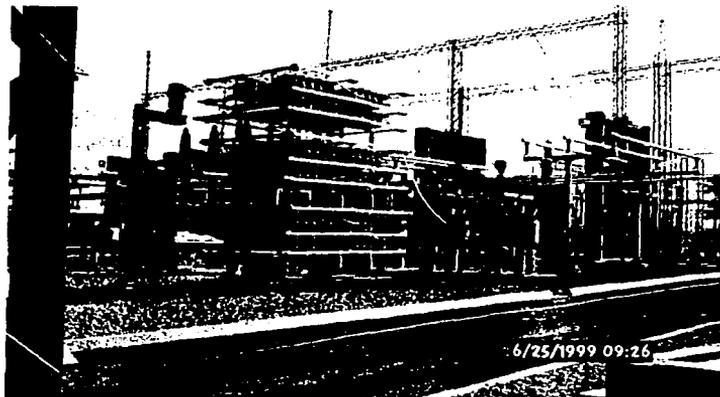


Banco de Reactores y Buses de Media Tensión

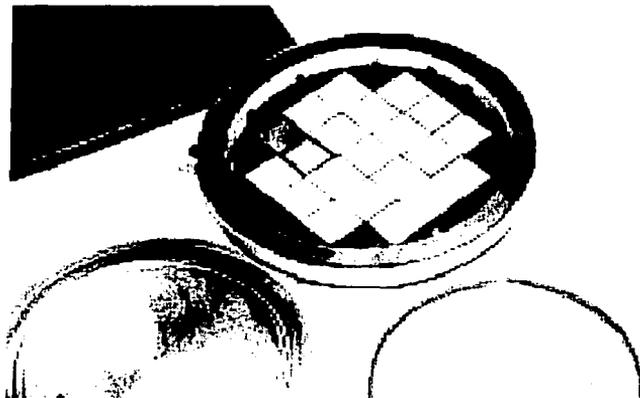


Bancos de Capacitores y Transición hacia el Cuarto de Tiristores

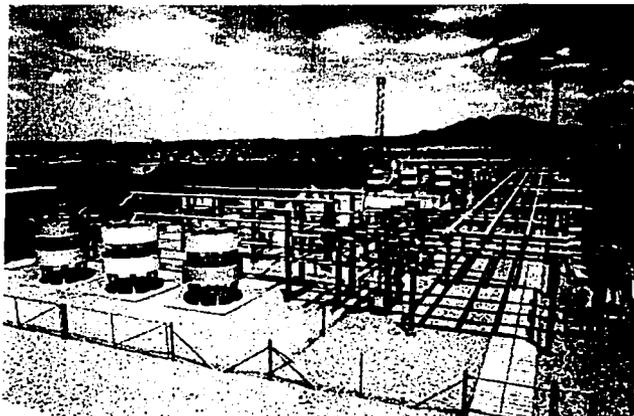
TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



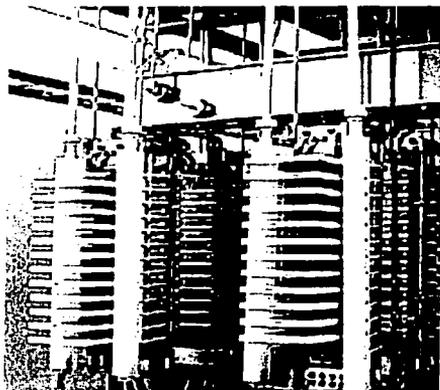
Bancos de Capacitores y Filtros de Armónicas



Estructura Interna de los Tiristores de Potencia



Vista General de un Compensador Estático de VARs



Arreglo de Tiristores de Potencia

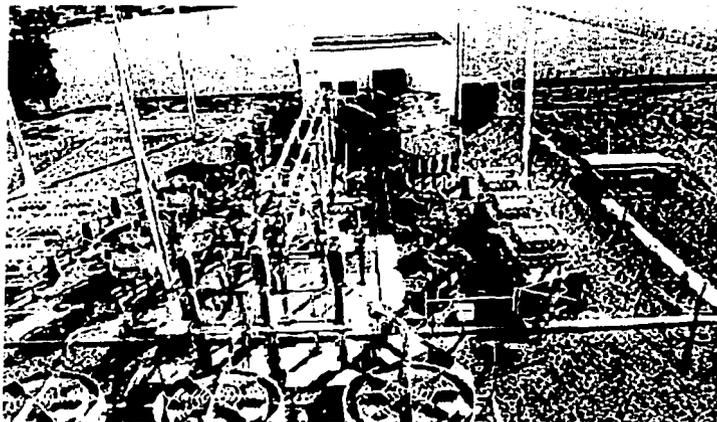
TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



Bancos de Capacitores y Reactores Torres de Comunicaciones



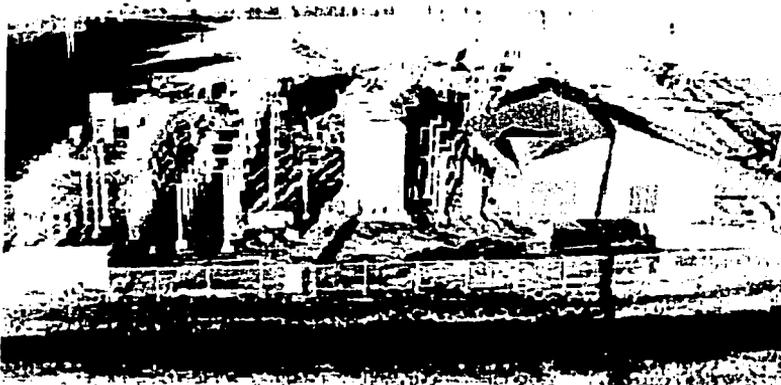
Bancos de Reactores y Caseta de Control



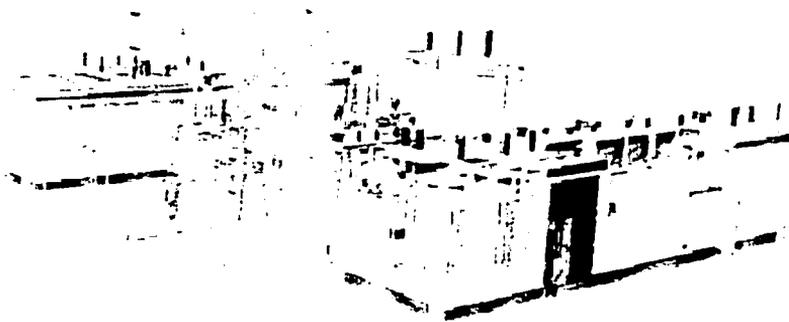
Vista General de un Compensador Estático de VARs de baja Potencia



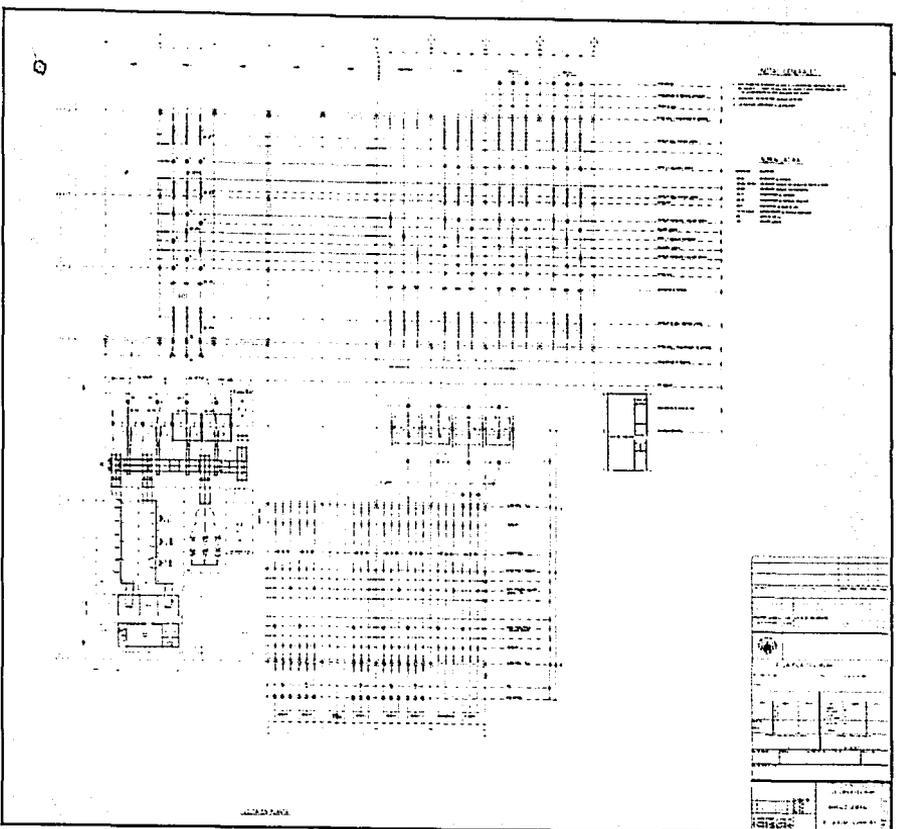
Vista General de un Compensador Estático de VARs

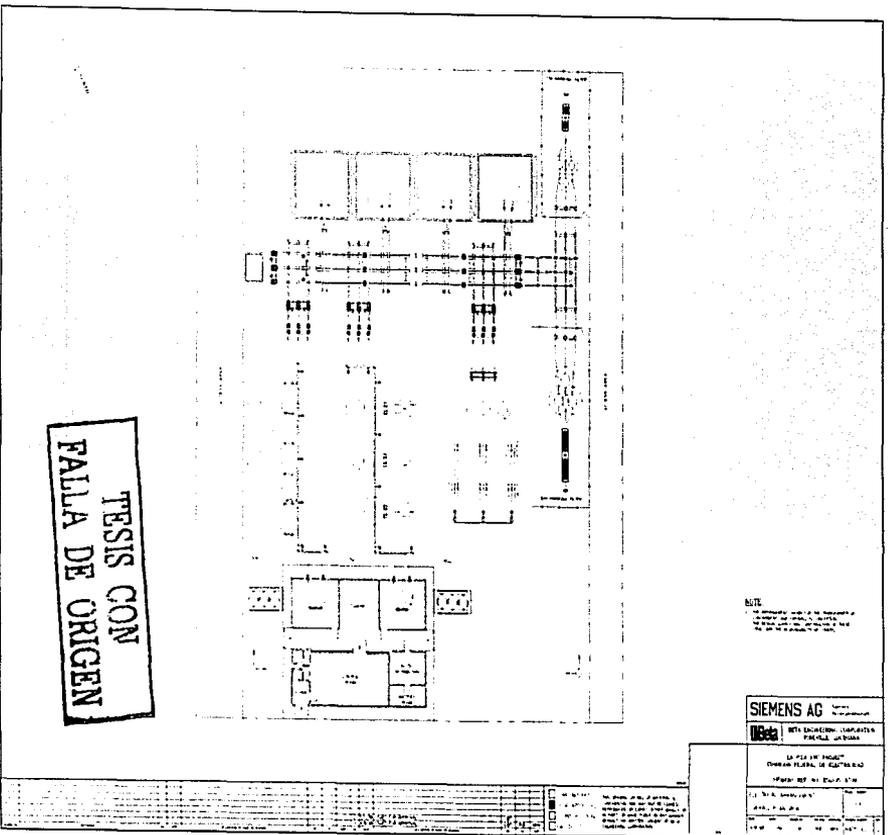


Vista General de un Compensador Estático de VARs de baja Potencia



Representación Esquemática del Compensador anterior





Bibliografía

Bibliografía

1. Understanding FACTS (Flexible AC Transmission Systems)
Hingorani, Gyugyi
2. Electric Power Systems
B.M. Weedy, B.J. Cory.
John Wiley & Sons Editorial.
Fourth Edition.
England, 1998.
3. Standard Handbook for Electrical Engineers
Donald G. Fink, H. Wayne Beaty.
Mc. Graw-Hill, Inc.
Thirteenth Edition.
4. The Electrical Engineering Handbook
Richard C. Dorf.
IEEE PRESS.
Second Edition.
5. The Electric Power Engineering Handbook
L.L. Grigsby.
IEEE PRESS.
United States, 2001.
6. Handbook of Electric Machines
S. A. Nasar.
Mc. Graw-Hill Book Company.
United States, 1987.
7. Diseño de Subestaciones Eléctricas
José Raúl Martín.
Facultad de Ingeniería, UNAM.
Segunda Edición.
México, 2000.
8. Transmission and Distribution Electrical Engineering
C. R. Bayliss.
Newnes Editorial
Second Edition.
1999.
9. Redes Eléctricas
Jacinto Viqueira Landa.
Representaciones y Servicios de Ingeniería, S. A.
Primera Reimpresión de la Segunda Edición.
México D.F., 1975.

10. Power System Analysis
John J. Grainger, William D. Stevenson.
Mc. Graw-Hill Editorial.
1994.
11. Técnica de las Altas Tensiones
G. Enriquez Harper.
Editorial Limusa.
Segunda Preedición.
1978.
12. Máquinas Eléctricas
Stephen J. Chapman.
Mc. Graw-Hill Editorial.
Segunda Edición.
13. Tiristores, Conceptos y Aplicaciones
Rajendra Kumar Sugandhi, Krishna Kumar Sugandhi.
Editorial Limusa.
Primera Edición.
1990.
14. Electrónica de Potencia, Los Convertidores Estáticos de Energía, Funciones Base
Guy Séguier.
Editorial Mc. Graw-Hill S.A. de C.V.
Cuarta Edición.
México, 1987.
15. Power Electronics, Principles and Aplications
Joseph Vithayathil.
Mc. Graw-Hill.
1995.
16. Power Electronics, Circuits, Devices and Aplications
Muhammad H. Rashid.
Prentice Hall.
Second Edition.
1993.
17. Power Electronics and Motor Control
W. Shepherd, L. N. Hulley, D. T. W. Liang.
Cambridge University PRESS.
Second Edition.
18. Señales y Sistemas
Alan V. Oppenheim, Alan S. Willsky.
Editorial Prentice Hall.
Segunda Edición.

19. Modern Control Engineering
Katsuhito Ogata.
Prentice Hall Editorial.
Third Edition.

20. Automatic Control Systems
Benjamin C. Kuo.
Prentice Hall Editorial.
Seventh Edition.
United States, 1990.