MEDICIÓN, CARACTERIZACIÓN Y COMPENSACIÓN DE FLICKER EN HORNO DE ARCO ELÉCTRICO

Ing. Fernando Issouribehere

Directores de Tesis: Ing. Jorge Luis Agüero
Ing. Pedro Eduardo Battaiotto

Tesis presentada para obtener el grado de
MAGISTER EN INGENIERÍA

Departamento de Electrotecnia
Facultad de Ingeniería
Universidad Nacional de La Plata

Diciembre de 2006

Agradecimientos

Quiero expresar el más profundo agradecimiento a mis directores de tesis Jorge Agüero y Pedro Battaiotto por toda la confianza que han depositado en mí, como así también por los conocimientos y enseñanzas brindadas.

También quiero agradecer a mis familiares y seres queridos, que me brindaron todo su apoyo y paciencia a lo largo de todo este tiempo.

Por último, quiero expresar mi gratitud a todos mis compañeros del IITREE-LAT por su colaboración en el desarrollo de la tesis.

ÍNDICE GENERAL

1.	COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA.	3
1. 1.	Introducción	3
1. 2.	Descripción del problema.	4
1. 3.	Distribución de responsabilidades	6
1. 4.	Las perturbaciones que deben controlarse	7
1. 5.	Armónicas	9
1. 6.	Fluctuaciones de tensión y Flicker	17
1. 7.	Caídas e interrupciones breves de tensión	30
1. 8.	Otras Perturbaciones	36
1. 9.	Transmisión de señales en las redes	40
1. 10.	Desbalances de la tensión	41
1. 11.	Variaciones de la frecuencia	42
1. 12.	Potencia Reactiva y Perturbaciones en Redes	43
1. 13.	Referencias	49
2.	HORNOS DE ARCO ELÉCTRICO	50
2. 1.	Proceso de fabricación de acero	50
2. 2.	Descripción de la operación del horno de arco eléctrico (EAF)	57
2. 3.	El horno de arco como carga eléctrica	61
2. 4.	Elección del Punto de Operación e importancia de la reactancia de la red	64
2. 5.	Beneficios de la compensación de la tensión [3]	65
2. 6.	Métodos de Compensación de flicker	67
2. 7.	Referencias	69
3.	TEORÍA DE COMPENSACIÓN DE LA CARGA	71
3. 1.	Introducción	71
3. 2.	Objetivos en la compensación de la carga	71
3. 3.	El compensador ideal	73
3. 4.	Consideraciones prácticas	73
3. 5.	Normas de aceptación de la Calidad de Servicio	75
3. 6.	Especificaciones de un compensador de carga	76
3. 7.	Teoría básica de compensación de redes eléctricas: Corrección de factor de potencia y regulación de tensión en sistemas monofásicos	76
3. 8.	Referencias	96
4.	COMPENSADORES DE POTENCIA REACTIVA	97
4. 1.	Introducción	97
4. 2.	Compensadores Pasivos	98
4. 3.	Compensadores Sincrónicos (SC)	102
4. 4.	Reactor saturable (SR)	104
4. 5.	Reactor Controlado por Tiristor (TCR)	108
4. 6.	Reactor Controlado por Tiristor con Capacitores Fijos (FC-TCR)	119
4. 7.	Capacitor conmutado por Tiristor (TSC)	123
4. 8.	Reactor Controlado por Tiristor y Capacitor Conmutado por Tiristor (TCR-TSC)	127
4. 9.	Capacitor Serie Controlado por Tiristor (TCSC)	142
4. 10.	Convertidor Sincrónico conectado en Serie (SSSC o S ³ C)	147
4. 11.	Convertidor Estático (STATCOM)	150
4. 12.	Controlador de Flujo de Potencia Universal (UPFC)	152

4. 13.	Evaluación comparativa de los diferentes controladores FACTS	154
4. 14.	Comparación de costo	155
4. 15.	Ventajas de la aplicación de FACTS en los sistemas de potencia	156
4. 16.	Referencias	156
5.	COMPENSADOR ESTÁTICO STATCOM	158
5. 1.	Introducción	158
5. 2.	Principio de operación del STATCOM	161
5. 3.	Circuitos de potencia básicos del STATCOM	162
5. 4.	Aplicaciones del STATCOM	192
5. 5.	Regulación de tensión mediante STATCOM	203
5. 6.	Referencias	210
6.	MEDICIONES DE CALIDAD DE SERVICIO REALIZADAS EN UNA ACERÍA....	211
6. 1.	Introducción	211
6. 2.	Estimación de la potencia de cortocircuito en el primario del transformador del horno de arco y de la potencia de cortocircuito del horno.	213
6. 3.	Medición de potencia activa, potencia reactiva, factor de potencia y contenido armónico de la corriente en los distintos períodos de funcionamiento del horno de arco.	216
6. 4.	Medición de Armónicas y espectro del valor eficaz de la corriente del horno de arco	232
6. 5.	Medición de Flicker	243
6. 6.	Referencias	247
7.	MODELIZACIÓN Y DISEÑO DE UN STATCOM PARA COMPENSAR FLICKER	248
7. 1.	Introducción	248
7. 2.	Vectores espaciales y la teoría p-q	249
7. 3.	Teoría d-q	253
7. 4.	Determinación de la teoría a utilizar en el estudio y desarrollo del modelo	255
7. 5.	Determinación del porte del compensador	255
7. 6.	Determinación de los componentes pasivos	257
7. 7.	Sistema de ecuaciones de estado del STATCOM	261
7. 8.	Estrategia de control del STATCOM para mitigar las fluctuaciones de tensión	263
7. 9.	Diseño del sistema de control del STATCOM	267
7. 10.	Implementación del Modelo de STATCOM en SIMULINK	270
7. 11.	Operación del STATCOM con una carga dinámica	274
7. 12.	Operación del STATCOM con el horno de arco	280
7. 13.	Verificación experimental	298
7. 14.	Referencias	304
8.	CONCLUSIONES	305
8. 1.	Propuestas de trabajos futuros	306
I. 1.	PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DE LOS INVERSORES DE TRES NIVELES.	306
II. 1.	TRANSFERENCIA DE POTENCIA ENTRE CARGAS ACTIVAS	330
III. 1.	PROGRAMAS DE PROCESAMIENTO DE LAS MEDICIONES REALIZADAS EN LA ACERÍA.....	334
IV. 1.	NUEVOS CONCEPTOS DE POTENCIA INSTANTÁNEA EN SISTEMAS ELÉCTRICOS.....	345

1. COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA.

1. 1. Introducción

En esta primera sección se definirán en términos generales los fenómenos perturbadores de las redes de energía eléctrica y las medidas a adoptar para su control.

Estas perturbaciones son aquellas que determinan la calidad de la onda de tensión. La Calidad del Producto Técnico es la denominación utilizada actualmente en los contratos de concesión de la distribución de la energía eléctrica, tanto en nuestro país como en muchos otros, para caracterizar el mantenimiento del nivel de tensión dentro de una banda permitida.

A criterio de los diversos entes internacionales que intervienen en el estudio de estos fenómenos (IEC, CIGRE, CIRED, UIE, IEEE y otros)¹, la denominación más abarcativa del problema en cuestión es “Compatibilidad Electromagnética en Sistemas de Potencia”).

En un sentido amplio, la Compatibilidad Electromagnética abarca aspectos de interés en la ingeniería de las comunicaciones, de la electrónica y otros campos de la electrotecnia.

La Compatibilidad Electromagnética en Sistemas de Potencia tiene alcance sobre las instalaciones de transmisión, generación, distribución y de utilización de la energía eléctrica con dos orientaciones principales: la generación de perturbaciones por parte de determinados equipos eléctricos (emisión), y la sensibilidad de otros equipamientos a dichas perturbaciones (susceptibilidad).

La evolución operada en la comprensión de estas perturbaciones ha sido paulatina y basada originalmente en el tratamiento de casos, donde las acciones perturbadoras requerían una solución directa. Esta información fue capitalizada por las empresas de primera línea en el orden mundial y también por los comités técnicos de organismos internacionales. Por otra parte, la observación de que el conjunto de estas perturbaciones producía la contaminación de la onda de tensión llevó a la adopción de reglas para definir la calidad de la onda de tensión, de aceptación universalmente generalizada.

En nuestro país las empresas eléctricas del estado trataban estos aspectos como “metas técnicas” a cumplir con el propósito de lograr índices aceptados por otras empresas de referencia.

En los países tecnológicamente más avanzados, el control de la calidad aún sigue siendo ejercido por los propios prestatarios. En la Argentina y desde la privatización de la distribución eléctrica del área metropolitana realizada a principios de la década del 90, se realizó una clasificación de la calidad en dichos sistemas de distribución eléctrica:

- La “**Calidad del Servicio Técnico**” o Confiabilidad del Servicio Eléctrico, cuya medida se basa en la continuidad del suministro o, alternativamente, en sus interrupciones.
- El “**Producto Técnico**” medido como el nivel medio de la tensión de suministro y las perturbaciones que degradan la forma de onda de tensión.

¹IEC: International Electrotechnical Commission.

CIGRÉ: Conseil International des Grands Réseaux Electriques.

CIRED: Conference International des Réseaux Electriques A Distribution.

UIE: Union for Electricity Applications.

IEEE: Institution of Electrical and Electronic Engineers.

En Argentina también se realizó una separación de roles, siendo la calidad del producto técnico y del servicio técnico una responsabilidad del prestador del servicio y el control de su cumplimiento ejercido por el estado nacional a través de un organismo de contralor específico (Ente Nacional Regulador de la Electricidad (ENRE)).

1. 2. Descripción del problema.

Las perturbaciones en las redes tienen su origen en cargas perturbadoras constituidas por instalaciones que hacen uso de la energía de la red o que son parte constitutiva de ésta.

El esquema de la Figura 1 es normalmente aceptado como modelo de primera aproximación, representativo del fenómeno. Este esquema representa una red de suministro que alimenta a una carga perturbadora y a una carga susceptible. La red de suministro está representada por un generador de tensión libre de contaminación y las impedancias longitudinales que lo conectan a las cargas. La carga perturbadora se comporta como un elemento que absorbe energía de la red bajo el régimen normal estacionario de 50 Hz (Z_{carga}) y parte de esa energía la utiliza en generar corrientes perturbadoras que se inyectan en la red ($I_p - f_p$). A su vez, estas corrientes desarrollan tensiones perturbadoras sobre la impedancia no nula que impone el sistema en el punto de acoplamiento común (Z_{red}) con otras cargas. Finalmente, esa tensión (o la transferida al punto de la red de interés) podrá alterar el correcto funcionamiento de otros equipos susceptibles (Carga Susceptible) a ese mismo tipo de contaminación.

Figura 1. Modelo general de la red y las perturbaciones.

Se entiende por **Compatibilidad Electromagnética**: “La habilidad de un equipo o sistema de funcionar satisfactoriamente en su ambiente electromagnético y, también de no introducir el mismo perturbaciones en ese ambiente”.

En la red deben convivir los que generan las perturbaciones (emisores), el sistema que las transmite y distribuye (red eléctrica) y quienes se ven afectados (susceptibles).

Los dos extremos del problema son: i) Los generadores de perturbaciones, sobre los que debe actuarse imponiendo **límites de emisión**; ii) Los usuarios sensibles, los cuales deben disponer de **límites de inmunidad**.

En medio de ambos extremos está la red eléctrica, en la que se debe fijar un nivel de compatibilidad para la perturbación. Este nivel de compatibilidad es como una línea de frontera entre los límites de emisión y los límites de inmunidad previamente mencionados. De este nivel es responsable el operador de la red pública. Las siguientes definiciones ayudan a la comprensión de los anteriores conceptos.

Límite de emisión [1]: "El nivel máximo de una determinada perturbación que se permite que emita un dispositivo, equipo o sistema y medido en una forma determinada".

Límite de inmunidad [1]: "El nivel mínimo adoptado entre los máximos niveles de la perturbación que se trata, que incidiendo de una determinada forma, sobre un dispositivo, equipo o sistema, éste sea capaz de soportar sin degradación".

Nivel de compatibilidad [1]: "Un nivel de perturbación especificado al cual puede esperarse un aceptable, y altamente probable, grado de compatibilidad electromagnética".

La Figura 2 y la Figura 3 ayudan también a la comprensión de los conceptos anteriores.

La Figura 2 describe una situación de compatibilidad entre un único emisor y un único receptor, en función del tiempo. La curva del nivel de emisión corresponde a los valores según estudios de un tipo de perturbación inyectados por el emisor en el punto de acoplamiento común con la red pública. También se observa el límite de emisión fijado para este tipo de perturbación. Se debe efectuar algún tipo de acción de corrección sobre el equipo emisor si el nivel de emisión es superior a este límite. La curva del nivel de inmunidad corresponde al resultado de un estudio efectuado sobre un equipo sensible. También se observa el límite de inmunidad. El comportamiento del equipo sensible no es satisfactorio si el nivel de inmunidad está por debajo de este límite. El nivel de compatibilidad se ha marcado entre los límites de inmunidad y el de emisión.

Figura 2. Compatibilidad entre emisor y receptor.

La Figura 3 muestra una situación de compatibilidad entre una familia de emisores de una determinada perturbación y otro conjunto de equipos sensibles a esa misma perturbación. La situación está descrita en forma estadística. La curva de probabilidad de emisión es el nivel resultante de la tensión por efecto de los diversos emisores en un lugar típico de la red. El límite de emisión está fijado con un determinado criterio, por ejemplo, el nivel superado sólo el 5% de las

veces. La curva de nivel de inmunidad refleja el resultado de un estudio efectuado sobre la familia de equipos susceptibles. El límite de inmunidad corresponde al nivel de la perturbación que se admite con un cierto riesgo de falla. El nivel de compatibilidad es un valor intermedio entre los límites de inmunidad y de emisión, y que actúa como referencia para ponderar el grado de contaminación existente en una red y su posible efecto perturbador.

Figura 3. Compatibilidad entre una familia de emisores y receptores.

1. 3. Distribución de responsabilidades

Según la descripción genérica anterior del problema de compatibilidad en las redes eléctricas públicas, se trata de:

- Establecer niveles de compatibilidad en la red para cada perturbación.
- Imponer límites de emisión para los equipos e instalaciones.
- Recomendar niveles de inmunidad acordes para los equipos e instalaciones susceptibles.

La situación incluye la adopción de procedimientos de medición, verificación y control.

1. 3. 1. La empresa prestataria del servicio eléctrico público

- Debe asegurar a sus clientes el nivel de compatibilidad adoptado en todos los puntos de suministro. Para ello, tendrá la atribución de controlar la emisión de sus clientes y la proveniente desde las interconexiones con la red de transporte.

1. 3. 2. El transportista

- Debe asegurar la calidad de la tensión en los puntos de interconexión con las empresas distribuidoras, a la vez que vigilar la no-contaminación de su red con perturbaciones provenientes de dichas empresas. En los puntos de interconexión, las normas de calidad de la red de transporte deben ser concordantes y adaptadas con aquellas aplicadas a las redes de distribución alimentadas.

1. 3. 3. Usuarios

Pueden tener un doble rol: emisores o receptores de las perturbaciones.

- Como receptores de las perturbaciones deben estar en conocimiento de los niveles esperables de perturbaciones en la red de suministro a fin de prever el funcionamiento de sus instalaciones bajo esas condiciones.
- Como emisores de las perturbaciones deben cumplir los límites de emisión impuestos por la empresa distribuidora.

Para cualquiera de los roles anteriores, los usuarios (en especial para aquellos con pequeñas demandas) deberían tener acceso a un mercado de aparatos que le aseguren la compatibilidad en condiciones normales de instalación y de uso.

1. 3. 4. Fabricantes y proveedores de aparatos

- Deben estar en conocimiento de las normas vigentes y asegurar el cumplimiento de la calidad de sus productos, en cuanto a emisión y susceptibilidad, cumpliendo verificaciones de tipo y controlando la homogeneidad de su producción.

1. 3. 5. El Ente Regulador

- Debe establecer las reglas para el control de las perturbaciones, según lo estipulado en los contratos de concesión.
- Debe controlar el cumplimiento de la compatibilidad.

1. 4. Las perturbaciones que deben controlarse

Son todas aquellas conducidas por las redes eléctricas y que alteran la forma de onda de la tensión.

Según el consenso internacional, las perturbaciones que degradan la forma de onda de tensión son:

- Armónicas e interarmónicas
- Fluctuaciones de tensión y "flicker".
- Caídas de tensión e interrupciones breves.
- Desbalances de la alimentación trifásica.
- Transmisión de señales en redes.
- Variaciones de la frecuencia.
- Presencia de corriente continua.

Aunque la literatura técnica las trata por separado, otras perturbaciones que también afectan la forma de onda de tensión son:

- Sobretensiones temporarias.
- Transitorios de breve duración (por descargas atmosféricas y maniobras).

1. 4. 1. Armónicas

La distorsión permanente de la forma de onda de tensión (o de corriente) puede ser representada por una serie de ondas armónicas, múltiplos de la frecuencia de red. Para regímenes distorsionantes fluctuantes o transitorios, la descomposición espectral puede incluir interarmónicas, subarmónicas o, más aún, espectros cuasi-continuos.

1. 4. 2. Fluctuaciones de tensión y "flicker"

Las variaciones de la tensión son cambios entre niveles de la tensión sin transgredir la banda límite aceptada. Se entiende por fluctuación a los cambios repetitivos y por "flicker" o parpadeo a la sensación visual experimentada por un observador sometido a las variaciones de la intensidad de la iluminación.

1. 4. 3. Caída de tensión breve

Reducción súbita de la tensión que excede el límite admisible y seguida del restablecimiento luego de un lapso de tiempo breve, con duración entre medio ciclo de la frecuencia de red y unos pocos segundos.

1. 4. 4. Interrupción breve

Es la anulación de la tensión de suministro durante un lapso de tiempo breve, típicamente no mayor a un minuto.

1. 4. 5. Desbalances de la tensión

Son los desequilibrios producidos en las tensiones trifásicas, que se manifiestan en diferencias en las amplitudes o en las fases de las tensiones fase-neutro o fase-fase.

1. 4. 6. Transmisión de señales en las redes

Señales utilizadas con propósitos de control o comunicación por la propia compañía que opera la red, y que pueden ocasionar disturbios en otros equipos o instalaciones.

1. 4. 7. Variaciones de la frecuencia

Con origen generalmente externo al propio sistema de distribución.

1. 4. 8. Presencia de corriente continua

Las corrientes continuas, producto de rectificación por ejemplo, ocasionan caídas de tensión continua en la red de suministro, alterando el funcionamiento de otros equipos o instalaciones.

1. 4. 9. Sobre tensiones temporarias

Son aquellas que, en régimen sinusoidal y frecuencia de red o próxima, exceden temporariamente en amplitud a la máxima tensión de servicio del sistema.

1. 4. 10. Transitorios de breve duración

Se producen en las redes por una de dos causas: descargas atmosféricas o maniobras en la instalación. Los niveles pueden alcanzar a varias veces la tensión del sistema y la duración no es mayor a 40 ms.

En la Tabla I se presenta un cuadro resumen de perturbaciones en redes públicas.

Tabla I. Resumen de perturbaciones en redes públicas.

Tipo de Perturbación	Definición	Informe	Nivel de Compatibilidad	Límites de emisión de equipos e instalaciones	Nivel de Inmunidad	Técnicas de medición
ARMONICAS E INTERARMONICAS		ENR 015	BT: IEC 1000-2-2 MT: CIGRE AT: CIGRE EAT: CIGRE	IEC 555-2 (IEC 555-4) IEEE 519/92	IEC 871 IEC 521 IEC 687 Otros	IEC 1000-4-7
FLUCTUACIONES DE TENSION Y "FLICKER"		ENR 021	BT: IEC 1000-2-2 Otras tensiones: En estudio	IEC 555-3 (IEC 555-5)	IEC 1000-4-11	IEC 868
CAIDAS E INTERRUPTONES BREVES DE TENSION		ENR 024	Recomendaciones para BT	-----	IEC 1000-4-11 IEC 870	-----
DESBALANCES		ENR 024	BT: IEC 1000-2-2	Recomendaciones	-----	-----
TRANSMISION DE SEÑALES EN LAS REDES		ENR 024	IEC 1000-2-2	Recomendaciones	-----	-----
VARIACIONES DE LA FRECUENCIA	Δf	ENR 024	IEC 1000-2-2	-----	-----	-----
SOBRETENSIONES TEMPORARIAS		ENR 024	En estudio	-----	-----	-----
TRANSITORIOS DE BREVE DURACION		ENR 024	En estudio	-----	IEC 255 IEC 1000 IEC 801	IEC 816 IEEE 587

Se analizará brevemente cada una de las perturbaciones que alteran la calidad de la tensión, prestando particular atención en las fluctuaciones de tensión y Flicker y transmisión de potencia reactiva.

1. 5. Armónicas

Como otras formas de contaminación, la generación de armónicas afecta a la totalidad del medio ambiente eléctrico y probablemente a grandes distancias de su punto de origen.

En el pasado, el mayor impacto de las de las armónicas generadas en los sistemas de potencia era la degradación de las comunicaciones telefónicas causadas por la inducción de ruido armónico. Actualmente, estas armónicas provocan la incorrecta operación de equipamientos de control y protección y la sobrecarga de aparatos eléctricos. Frecuentemente y debido a la falta de mediciones, la existencia de contaminación en la forma de onda es solamente detectada a través de fallas en las instalaciones con altos costos asociados, p.e. la destrucción de los capacitores correctores de factor de potencia. Por lo tanto, las fallas deben ser evitadas protegiendo el equipamiento, p.e. mediante filtros, para cuyo diseño es necesario realizar mediciones que permitan caracterizar el fenómeno.

En los años recientes ha habido considerables desarrollos en procesos industriales los cuales cuentan con rectificación controlada para su operación y, por lo tanto, generan corrientes armónicas. El diseño general del equipamiento asume la existencia de una fuente de tensión libre de distorsión de armónicas, una situación que solamente ocurre si la fuente de abastecimiento de energía del equipamiento tiene una muy baja impedancia. Consecuentemente, los usos de la electricidad en industrias pequeñas están siendo sujetos al incremento de dificultades causadas por la interacción de su propio equipamiento de control con la fuente de energía.

En el punto de acoplamiento común con los clientes, los niveles de armónicas en la tensión obedecen a dos causas, las corrientes armónicas generadas por el propio cliente y las generadas por alinealidades del equipamiento eléctrico del sistema de potencia o por otros clientes. Estas últimas corrientes armónicas distorsionan la tensión en el punto de acoplamiento común a través de la impedancia no nula para las distintas armónicas que existe entre el punto de acoplamiento común y el punto donde se generan las corrientes armónicas (fenómeno de propagación de armónicas).

Por lo tanto, la determinación de los límites para los niveles de distorsión armónica en la tensión no resulta una tarea sencilla.

Como la mayoría del conocimiento de las armónicas tiene sustento en antecedentes de eventos, las limitaciones impuestas en las normas reflejan los resultados de experiencias prácticas con el afán de prevenir similares problemas en el futuro.

El equipamiento eléctrico sensible permanecerá expuesto a un mayor riesgo de falla hasta que se alcance un razonable entendimiento del fenómeno de las armónicas en sistemas de potencia.

Dos de los mayores desafíos para tener un acabado entendimiento del fenómeno radican en la capacidad de realizar mediciones adecuadas y en la obtención de modelos que describan el comportamiento del sistema en estudio.

Actualmente en nuestro país los niveles de armónicas se encuentran controlados por los entes creados para el seguimiento y cumplimiento de las reglamentaciones vigentes. Las respectivas reglamentaciones establecidas por el Ente Nacional Regulador de la Electricidad (ENRE), con competencia en la distribución eléctrica del área metropolitana, serán tratadas brevemente en el punto 1.5.3. Dichas reglamentaciones son la Resolución ENRE 184/00 [2] y la Resolución ENRE 99/97 [3].

1. 5. 1. Efectos de las armónicas en las redes y equipos eléctricos

Una vez que las fuentes de armónicas y sus magnitudes han sido claramente identificadas, deben ser interpretadas en términos de sus efectos en el sistema y en la operación de los equipos. Para cada elemento dentro del sistema de potencia debe analizarse su sensibilidad a las armónicas a fin de establecer recomendaciones en los niveles permitidos.

Los efectos principales de las tensiones y corrientes de armónicos en los sistemas de potencia son:

- Amplificación de los niveles de corrientes y tensiones armónicas como resultado de resonancias serie y paralelo.
- Reducción de la eficiencia en la generación, transmisión, distribución y utilización de la energía eléctrica.
- Fallas en los bancos de capacitores por sobretensiones o sobrecorrientes originadas por armónicas.
- Exceso de pérdidas y calentamiento en máquinas sincrónicas y de inducción.
- Falla dieléctrica de la aislación de los cables como resultado de sobretensiones por armónicas en el sistema.
- Interferencia con sistemas de telecomunicaciones.
- Errores en los medidores de inducción.
- Mal funcionamiento de protecciones, particularmente de estado sólido.
- Mal funcionamiento de controles de grandes motores y de sistemas de excitación de generadores.

1. 5. 2. Cargas generadoras de armónicas

Los efectos previamente descritos dependen de la fuente de armónicas, su ubicación en el sistema de potencia y de las características de la red que permite la propagación de armónicas.

Existen numerosas fuentes de armónicas que pueden ser clasificadas según son producidas por:

- Equipamiento convencional de sistemas de potencia.
- Electrónica de potencia.

La electrónica de potencia tiene día a día mayor cantidad de aplicaciones en sistemas de potencia.

Las armónicas producidas por equipamiento convencional son debidas a:

- Ripples en los dientes o en la forma de onda de tensión de las máquinas rotativas.
- Variación de la reluctancia del entrehierro de las máquinas sincrónicas por el paso polar.
- Distorsión del flujo en las máquinas sincrónicas de repentina variación.
- Distribución no senoidal del flujo en el entrehierro de una máquina sincrónica.
- Corriente magnetizante de los transformadores.
- Cargas no lineales en la red tales como soldadoras, hornos de arco, laminadores, etc.

Las armónicas producidas por la electrónica de potencia son debidas a:

- Rectificadores, inversores, controladores de tensión, convertidores de frecuencia, etc.
- Aparatos de control de velocidad en motores.
- Convertidores de alta tensión.
- Interconexión de convertidores eólicos y solares con sistemas de distribución.
- Compensadores de reactivo estáticos.
- Rectificadores para cargar baterías.
- Sistemas de transmisión en alta tensión y corriente continua (HVDC).

La necesidad de controlar la potencia en sistemas de transmisión, y, los controles de cargas industriales, ha llevado a un temprano desarrollo de la electrónica de potencia. La misma ha revolucionado los mecanismos de control para la conversión de potencia y para el accionamiento de los motores eléctricos.

La electrónica de potencia combina la aplicación de conocimientos sobre la energía, la electrónica y el control. La energía tiene que ver con el equipo de potencia estática y rotativa o giratoria, para la

generación, transmisión y distribución de energía eléctrica. La electrónica se ocupa de los dispositivos y circuitos de estado sólido requeridos en el procesamiento de señales para cumplir con los objetivos de control deseados. El control se encarga del régimen permanente y de las características dinámicas de los sistemas a lazo cerrado.

Los dispositivos semiconductores de potencia se pueden operar como interruptores mediante la aplicación de señales de control en el terminal de comando. La salida requerida se obtiene mediante la variación del tiempo de conducción de estos dispositivos de conmutación.

En algunas aplicaciones de control o acondicionamiento de la potencia eléctrica es necesario convertir la potencia de una forma a otra, haciendo uso de las características de conducción controlada de los dispositivos de potencia. Los convertidores de potencia estáticos llevan a cabo estas funciones de conversión de potencia.

Los convertidores pueden ser clasificados de la siguiente forma:

- *Convertidores ca-cd (rectificadores controlados): El valor promedio de la tensión de salida se puede controlar variando el tiempo de conducción de los semiconductores de potencia. La entrada puede ser una fuente monofásica o trifásica.*
- *Convertidores ca-ca (controladores de tensión de corriente alterna): Estos se utilizan para obtener una tensión de salida de corriente alterna variable a partir de una fuente de corriente alterna fija. La tensión de salida se controla mediante la variación del ángulo de disparo del elemento de control.*
- *Convertidores cd-cd (pulsadores de corriente continua): La tensión promedio de salida se controla mediante la variación del tiempo de conducción del dispositivo semiconductor utilizado.*
- *Convertidores cd-ca (inversores): Estos transforman la tensión continua de alimentación en una tensión de salida de corriente alterna, donde la tensión de salida puede ser controlada variando el tiempo de conducción de los elementos semiconductores utilizados.*

La introducción de estos dispositivos de conversión introdujo cargas fuertemente no lineales en los sistemas de potencia, produciendo la inyección de corrientes con componentes de armónicas en distintos puntos de la red.

El análisis de las corrientes armónicas producidas por un convertidor estático de potencia requiere información precisa de la forma de onda de la corriente alterna en sus terminales, de la configuración del convertidor, del tipo de control, de la impedancia del sistema de potencia y de los parámetros del circuito de corriente continua.

El factor de potencia y los niveles de armónicas de los convertidores controlados por fase dependen del ángulo de disparo. Por lo general, el factor de potencia es bajo, especialmente para valores bajos de la tensión de salida.

Existen técnicas para mejorar el factor de potencia y reducir o eliminar las armónicas inyectadas por los convertidores, variando el ángulo de disparo de los semiconductores. Estas técnicas de conmutación forzada son cada vez más utilizadas para la conversión de *ca* a *cd*.

Como conclusión puede establecerse que en los sistemas de potencia la principal fuente de corrientes armónicas son los rectificadores controlados y los inversores.

De acuerdo a la potencia de los convertidores, estos pueden ser convenientemente agrupados en:

- a) Grandes convertidores de energía tales como los usados en la industria de la reducción de metales y transmisión de alta tensión en corriente continua.
- b) Convertidores de tamaño medio como los usados en la industria de fabricación, para el control de motores, y también en aplicaciones sobre trenes eléctricos.
- c) Convertidores de baja potencia de alimentación monofásica como son las fuentes de ciertos artefactos electrónicos de uso domiciliario, los cargadores de batería, etc.

1. 5. 3. Algunos parámetros indicativos del contenido armónico

Un parámetro indicativo del nivel de distorsión inyectado por las distintas cargas no lineales en el sistema, es el factor de Distorsión Total Armónica (THD “Total Harmonic Distortion”), es una medida de la similitud entre la forma de onda y su componente fundamental. El mismo es definido por la siguiente expresión, tanto para la distorsión producida en la onda de corriente como en la de tensión:

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} (I_h)^2}}{I_1} \quad THD_u = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} (U_h)^2}}{U_1} \quad (0.1)$$

Donde:

- h : órdenes de armónicas existentes en la forma de onda.
- I_h o U_h : valores eficaces de cada componente armónica de la forma de onda de la corriente o tensión.
- I_1 o U_1 : valor eficaz de la componente fundamental de la forma de onda de la corriente o tensión.

En general, el límite superior infinito en la sumatoria es teórico. En la práctica se considera hasta la armónica de orden 50.

El THD hace referencia a la distorsión total de la onda. Existe otro índice denominado Factor Armónico de la Enésima Componente (HF_n), el cual es una medida de la contribución armónica individual y se define tanto para la distorsión producida en las ondas de corriente o de tensión:

$$HF_{i,n} = \frac{I_n}{I_1} \quad HF_{v,n} = \frac{V_n}{V_1} \quad (0.2)$$

Donde:

- I_n o V_n : amplitud de la enésima armónica de la forma de onda de la corriente o tensión.
- I_1 o V_1 : amplitud de la componente fundamental de la forma de onda de la corriente o tensión.

Otro parámetro a tener en cuenta en los convertidores es el denominado factor de potencia de entrada (PF), definido por:

$$PF = \frac{V_s I_{s1}}{V_s I_s} \cos \phi \quad (0.3)$$

Donde:

- V_s : valor eficaz de la tensión de entrada.
- I_{s1} : valor eficaz de la componente fundamental de la corriente de entrada.
- I_s : valor eficaz de la corriente total de entrada.
- ϕ : ángulo entre la componente fundamental de la corriente y la tensión de entrada, denominado ángulo de desplazamiento.

1. 5. 4. Normativa sobre armónicas. Ente Nacional Regulador de La Electricidad (ENRE).

Se citan las definiciones de la Resolución 184/00 del ENRE.

Niveles de Referencia:

“Se define el Nivel de Referencia como aquel nivel de perturbación garantizado en un dado punto de suministro (definido para cada tipo de perturbación), que asegura que si no es sobrepasado en un tiempo mayor al 5% del período de medición, la calidad del producto técnico es adecuada y existe compatibilidad electromagnética satisfactoria entre las instalaciones y equipos del usuario de la red de suministro.”

“Estos Niveles de Referencia son garantizados, lo que significa que en cualquier punto de suministro es exigible el Nivel de Referencia con la probabilidad especificada (95%), y se corresponden a valores establecidos por normativa internacional.”

Niveles de Referencia para tensiones armónicas

“Los niveles de tensiones armónicas presentes en los puntos de suministro (tasas de distorsión individual y total de las tensiones armónicas medidas en valor eficaz cada 10 minutos), no deberán sobrepasar los niveles de referencia indicados en la Tabla II para puntos de suministro en MT ($1\text{kV} < U < 66\text{kV}$) y AT ($U \geq 66\text{kV}$) y en la Tabla III para puntos de suministro en BT ($U \leq 1\text{kV}$), durante más de un 5% del tiempo total del período de medición.”

“Los niveles de referencia de la Tabla II y de la Tabla III son obligatorios para las armónicas hasta el orden 40 (inclusive).”

“Para efectos transitorios caracterizados por el valor eficaz de cada armónica en intervalos efectivos de medición de 3 segundos, serán considerados como niveles de referencia orientativos los mismos valores de la Tabla II y de la Tabla III multiplicados por 1.5.”

“Si de la información recogida, surgiera que los niveles de referencia de tensiones de armónicas han sido superados en un tiempo superior al 5% del período de medición, quedará evidenciado un incumplimiento de la Distribuidora a su obligación de mantener el nivel de referencia establecido. Los incumplimientos verificados derivarán en sanciones a las Distribuidoras.”

“Las penalizaciones las pagará la Distribuidora a los usuarios afectados determinados como consecuencia de la medición efectuada, aplicando bonificaciones en las facturas inmediatamente posteriores al semestre en que se detectó la falta de calidad.”

“En los casos en los cuales se verifique que el agente perturbador sea un usuario, la Distribuidora podrá aplicar las sanciones allí previstas, pudiendo llegar a la desconexión del usuario, previa autorización del ENRE.”

Tabla II. Niveles de referencia para las armónicas de tensión en MT y AT.

Orden de la armónica (n)	Nivel de referencia de la armónica (en % con respecto a la fundamental)	
	MT	AT
(Impares no múltiplos de 3)		
5	6	2
7	5	2
11	3.5	1.5
13	3	1.5
17	2	1
19	1.5	1
23	1.5	0.7
25	1.5	0.7
mayor a 25	0.2 +5/n	0.1 + 2.5/n
(Impares múltiplos de 3)		
3	5	1.5
9	1.5	1
15	0.3	0.3
21	0.2	0.2
mayor a 21	0.2	0.2
(Pares)		
2	2	1.5
4	1	1
6	0.5	0.5
8	0.5	0.2
10	0.5	0.2
12	0.2	0.2
mayor a 12	0.2	0.2
Tasa de distorsión total	TDT 8%	TDT 3%

“Para redes de extra alta tensión EAT ($U \geq 220\text{kV}$) se considerarán como niveles de referencia para las armónicas de tensión, valores mitad de los indicados en la Tabla I para redes de AT ($66\text{kV} \leq U \leq 220\text{kV}$).”

Tabla III. Niveles de referencia para las armónicas de tensión en BT ($U \leq 1\text{kV}$).

Orden de la armónica (n)	Nivel de referencia de la armónica (en % con respecto a la fundamental)
(Impares no múltiplos de 3)	BT
5	6
7	5
11	3.5
13	3
17	2
19	1.5
23	1.5
25	1.5
mayor a 25	$0.2+0.5*25/n$
(Impares múltiplos de 3)	
3	5
9	1.5
15	0.3
21	0.2
mayor a 21	0.2
(Pares)	
2	2
4	1
6	0.5
8	0.5
10	0.5
12	0.2
mayor a 12	0.2
Tasa de distorsión total	TDT 8%

Límites de emisión individuales para corrientes armónicas

Se citan las definiciones de la Resolución 99/97 del ENRE.

“El límite de emisión individual asignado a un usuario conectado a una red se obtiene para cada intensidad armónica y se determina en función de su potencia contratada, y el nivel de tensión (BT, MT o AT).”

“Se establecen como límites de emisión individuales las intensidades armónicas especificadas en la Tabla IV. En esta tabla se fijan las intensidades armónicas como valores en unidad de corriente (A) para usuarios con tarifa T1 (BT). Para usuarios en tarifas T2 (BT) y T3 (BT, MT, AT), se fijan como valores porcentuales respecto de la intensidad de carga demandada por el usuario, obtenida a partir de la potencia contratada (para cada banda horaria según corresponda), y considerando un $\cos \phi = 0,85$.”

“Durante la medición se registrarán en el punto de suministro las tensiones armónicas, las intensidades armónicas y los correspondientes ángulos de desfase entre ellas, en intervalos de 10 minutos, a fin de determinar el flujo de potencia activa de cada armónica controlada de forma tal de comprobar la responsabilidad del usuario. La medición se realiza en forma trifásica.”

“En los casos que el usuario haya superado los límites de emisión individuales y no haya cumplido con las acciones correctoras en los plazos indicados, podrá ser penalizado económicamente previa autorización del ENRE. Dicha penalización será aplicada por la distribuidora al usuario, como un recargo en la facturación, no pudiendo superar la misma una magnitud de 5 veces el monto de la

facturación. En caso de superarse, la distribuidora podrá solicitar al ENRE la desconexión y por consiguiente la suspensión del suministro al usuario perturbador.”

Tabla IV. Límites de emisiones individuales de intensidades armónicas para usuarios con tarifa T1, T2 y T3.

Orden de la armónica	Usuarios T1	Usuarios T2 y T3 en BT y MT	Usuarios T3 en AT
(n)	Intensidad armónica máxima en (A).	Intensidad armónica máxima, como % de la corriente de carga contratada.	
(Impares no múltiplos de 3)			
5	2.28	12	6
7	1.54	8.5	5.1
11	0.66	4.3	2.9
13	0.42	3	2.2
17	0.26	2.7	1.8
19	0.24	1.9	1.7
23	0.2	1.6	1.1
25	0.18	1.6	1.1
mayor a 25	4.5/n	0.2+0.8*25/n	0.4
(Impares múltiplos de 3)			
3	4.6	16.6	7.5
9	0.8	2.2	2.2
15	0.3	0.6	0.8
21	0.21	0.4	0.4
mayor a 21	4.5/n	0.3	0.4
(Pares)			
2	2.16	10	10
4	0.86	2.5	3.8
6	0.6	1	1.5
8	0.46	0.8	0.5
10	0.37	0.8	0.5
12	0.31	0.4	0.5
mayor a 12	3.68/n	0.3	0.5
TDTI en %	-	20	12

1. 6. Fluctuaciones de tensión y Flicker

Las fluctuaciones de tensión y "flicker" son perturbaciones de la tensión de suministro. Afectan la calidad del producto técnico, junto con las armónicas, caídas de tensión y desbalances.

Las fluctuaciones de tensión, sobre todo el "flicker" que es su manifestación visible, es conocido desde los orígenes de la distribución de la energía eléctrica y desde entonces datan los esfuerzos por la comprensión de sus efectos y el desarrollo de los métodos para su control.

En los últimos años se ha intensificado la preocupación de los comités técnicos internacionales, impulsados por el renovado interés generalizado en la calidad del suministro eléctrico, poniéndose énfasis en el acuerdo sobre métodos de medición y evaluación y sobre los límites de compatibilidad a fijar a estas perturbaciones.

De todas formas, y pese a la actividad aludida, la normalización es todavía incipiente ya que alcanza sólo a la emisión permitida por determinados equipos y a niveles de compatibilidad en redes públicas de media y baja tensión. Entonces, el grado de avance es algo menor que en otros aspectos de la calidad de la tensión (armónicas, por ejemplo). Se presume un camino todavía largo para la adopción final de normas sobre instalaciones y equipamiento de gran porte, dificultades que tienen su origen en las implicancias técnico-económicas de los niveles de compatibilidad a adoptar.

En nuestro país, la calidad de la tensión de las redes eléctricas, y en particular las fluctuaciones y "flicker" que actúan en su desmedro, han pasado a ser de interés directo de las compañías eléctricas, empresas electro-intensivas y demás usuarios de la energía eléctrica, ya que en las nuevas reglas del mercado eléctrico surgen explícitamente las obligaciones respecto de los emisores de estas perturbaciones y los derechos de los demás clientes que sufren las consecuencias.

A continuación se resume información internacional sobre la materia a efectos de:

- Establecer criterios para la adopción de niveles de compatibilidad y límites de emisión en redes eléctricas públicas de la Argentina.
- Definir las técnicas de medición y evaluación a adoptar.
- Proponer pautas para la introducción del control de estas perturbaciones.

1. 6. 1. Definiciones sobre fluctuaciones de tensión [4]-[6]

Se entiende por fluctuaciones de tensión las variaciones cíclicas o aleatorias de la envolvente de la onda de tensión.

La Figura 4 y la Figura 5 muestran los dos tipos citados. La Figura 4 corresponde a la tensión de frecuencia industrial cuya amplitud se modifica según una onda (supuesta) también sinusoidal.

Figura 4. Fluctuación senoidal de tensión de frecuencia 10 Hz.

Donde:

- 1) Es la tensión instantánea de frecuencia de red de 50 Hz.
- 2) Fluctuación de amplitud senoidal de amplitud ΔU_{10} .

En la Figura 5 los cambios en la amplitud de la tensión se dan en forma aleatoria.

Figura 5. Representación de las variaciones de la tensión.

Donde:

- 1) Valor de una variación de tensión (ΔU).
- 2) Duración de la variación de tensión.
- 3) Intervalo entre variaciones de tensión.

Para ser incluidas dentro de esta categoría de perturbaciones, la magnitud de las fluctuaciones y variaciones del nivel de tensión no deben exceder los límites normales de operación del respectivo servicio eléctrico, cuya entidad depende del nivel de tensión.

Las caídas de tensión o interrupciones breves que exceden el rango normal de operación constituyen una categoría de perturbaciones que es tratada por separado, bajo la denominación “Caídas e interrupciones breves de tensión”.

También debe distinguirse a las fluctuaciones o variaciones que aquí se tratan de los cambios graduales del nivel de tensión que se dan naturalmente en los sistemas de suministro eléctrico, siguiendo la evolución del comportamiento del sistema a lo largo del día. Estas variaciones lentas son motivo de otras reglamentaciones, y actualmente es causa de seguimiento por parte del ENRE en los servicios de distribución.

Algunas definiciones básicas sobre fluctuaciones de tensión son:

- Variación de tensión (Figura 5) es un cambio entre dos niveles adyacentes, cada uno de los cuales se mantiene en el tiempo. Según la aplicación, el valor representativo de la tensión será el valor cresta o el valor eficaz (en [6] se adopta el valor eficaz seguido en semiciclos sucesivos de la tensión).
- La magnitud de la variación, la variación relativa, la duración de la variación y el intervalo entre variaciones son fácilmente interpretables observando la Figura 5.
- La fluctuación de tensión es la serie de cambios repetitivos de la tensión que tiene una forma dada por la envolvente. Frecuentemente, la envolvente es una sucesión cíclica de saltos o, excepcionalmente, de forma sinusoidal como en la Figura 4.

- El índice de ocurrencia de variaciones de tensión cuantifica el número de cambios por unidad de tiempo.
- Tipos de fluctuaciones de tensión:
 - Tipo a): Variación de tensión rectangular periódica y de amplitudes iguales (por ejemplo: maniobra de cargas resistivas puras).
 - Tipo b): Serie de variaciones de tensión que son irregulares en el tiempo. Sus magnitudes pueden ser iguales o no, y en sentidos negativo o positivo (por ejemplo, maniobra de cargas múltiples).
 - Tipo c): Variaciones de tensión claramente separadas que no son todos cambios escalonados (por ejemplo, maniobras de cargas no resistivas).
 - Tipo d): Una serie de fluctuaciones de tensión aleatorias o continuas (por ejemplo, cargas de variación cíclica o aleatoria).

1. 6. 2. Origen, mecanismos de propagación y efectos de las fluctuaciones de tensión [4], [7]-[9]

Fuentes de fluctuaciones de tensión

Las causas de las fluctuaciones de tensión son las variaciones de carga.

Las cargas de menor porte, operadas frecuentemente y de gran densidad en la red, pueden ocasionar un efecto importante, particularmente en la "vecindad eléctrica". Cargas características de este tipo son las soldadoras eléctricas, motocompresores y bombas.

Las cargas industriales constituyen una importante fuente de perturbaciones debido a su tamaño y ubicación en la red. Cargas de este tipo son los laminadores y, especialmente, los hornos de arco, que constituyen las fuentes de perturbaciones más críticas debido a las grandes e irregulares variaciones de la corriente que absorben, sobre todo en los primeros minutos de la fusión.

La alimentación eléctrica de los hornos de arco constituye uno de los mayores problemas a resolver desde el punto de vista de limitación del "flicker". Usualmente, se conectan a niveles de mayor tensión y potencia de cortocircuito a efectos de ocasionar menores perturbaciones, claro que el no-cumplimiento de los niveles requeridos provocará un efecto que se reflejará sobre un mayor número de usuarios.

En algunos casos deberá recurrirse a mecanismos de mitigación que permitan acotar la perturbación dentro de límites tolerables. Frecuentemente, resulta económicamente más viable el cambio en la ubicación eléctrica del emprendimiento que la instalación de equipamiento de compensación.

Aunque son las propias cargas del sistema las causas más probables de las fluctuaciones de la tensión, también deben ser evaluados accionamientos en la propia red (reguladores de tensión, maniobras de cambios de configuración, maniobras de compensadores, etc.).

Mecanismo de generación y propagación de las fluctuaciones

Las variaciones de corriente de un consumo producen variaciones de tensión en el punto de acoplamiento con la red de suministro. Estas variaciones, no compensadas por los mecanismos de operación de la red, se propagan por el sistema atenuándose hacia los nodos de mayor potencia de cortocircuito y propagándose hacia niveles más bajos de tensión.

La Figura 6 muestra la situación de una red genérica ante la aparición de una carga perturbadora.

Figura 6. Esquema demostrativo de la generación y propagación de las fluctuaciones de tensión.

Donde:

a) Circuito eléctrico equivalente.

b) Variación de tensión producida por el cambio en una carga. Propagación aguas arriba y abajo.

$$\frac{\Delta V_2}{V} = (Z_{cc1} // Z_{L1} + Z_{cc2}) // (Z'_{12} // (Z_{cc3} + Z_{L3})) \cong (Z_{cc1} + Z_{cc2}) * \Delta I \quad (0.4)$$

La aproximación tiene en cuenta que las impedancias de las cargas son mayores que las de la red.

$$\frac{\Delta V_1}{V} \cong (Z_{cc1}) * \Delta I < \frac{\Delta V_2}{V} \quad \frac{\Delta V_3}{V} \cong \frac{\Delta V_2}{V} \quad (0.5)$$

Efectos de las fluctuaciones

El efecto más notable de las fluctuaciones es el "flicker", tanto que este efecto suele confundirse con su causa -las fluctuaciones de la tensión- en la denominación común.

Otros efectos indeseables son:

- Modulación del tamaño de la imagen en los televisores.
- Fallas en la operación de equipos radiográficos.
- Pérdidas y fatiga en máquinas rotantes por variación del torque.
- Pérdida de eficiencia en procesos que requieren estabilidad de la tensión (hornos de arco, por ejemplo).

Las cargas más sensibles a las variaciones de tensión son las lámparas, en relación con otros equipos tales como televisores, computadoras, de control, etc.

1. 6. 3. "Flicker"

Se entiende por parpadeo o "flicker" a la sensación visual experimentada por un observador sometido a variaciones de la intensidad de la iluminación.

La persistencia de las variaciones en la iluminación provoca molestias en el observador.

El fenómeno está relacionado con la sensibilidad y la reacción de cada persona y debe, por lo tanto, ser estudiado sobre bases estadísticas. Las compañías de suministro eléctrico reciben las quejas por el fenómeno, ya que las variaciones de la iluminación artificial son provocadas por fluctuaciones en la tensión de suministro.

La sensibilidad de las lámparas, de un mismo tipo, no puede modificarse ya que los diseños están orientados a mejorar la eficiencia y la vida útil. Por otro lado, las variaciones rápidas de cargas no pueden ser fácilmente compensadas por el sistema, por lo que debe ser tolerado un cierto nivel de fluctuaciones en la tensión.

Siendo el "flicker" el efecto más notable de las fluctuaciones de tensión en las redes eléctricas, la búsqueda de niveles de compatibilidad tiene como referencia a este fenómeno.

Para la evaluación del "flicker" se utilizan las siguientes definiciones:

- Indicador del "flicker" de corto plazo, P_{st} . Corresponde a la evaluación de la severidad del "flicker" realizada en un período de minutos (normalmente 10). $P_{st} = 1$ es el umbral convencional de irritabilidad.
- Indicador del "flicker" de largo plazo, P_{lt} . Corresponde a la evaluación de la severidad del "flicker" realizada en un período largo (pueden ser horas), utilizando los sucesivos valores de P_{st} .

El "Flickerímetro" (Medidor de Parpadeo) es el instrumento que mide el "flicker" y da los valores de P_{st} y P_{lt} .

Niveles de compatibilidad en redes públicas

- **Baja tensión ($U_{nominal} \leq 1 \text{ kV}$).**

Existen niveles adoptados internacionalmente para variaciones de tensión rectangular (Figura 5) con diferentes índices de ocurrencia. Son los indicados en [10], y que se reproduce en la Figura 7.

Figura 7. Magnitudes de las máximas variaciones de tensión $\Delta V/V$ (%) permisibles con respecto al número de variaciones por segundo o minuto (Fig. 1 de [10]).

Mediante la utilización del flickerímetro [7] se pueden relacionar los efectos de otras fluctuaciones de tensión no rectangulares con los límites de la curva mostrada en la Figura 7.

El límite general es $P_{st} = 1.0$ y, además, el límite de variaciones individuales no debería superar el 3 %, pero debería aceptarse la ocurrencia infrecuente de escalones (algunos por día en la red pública) de hasta un 8 %.

El nivel de compatibilidad coincide con el nivel de emisión límite para aparatos domésticos. Algunas razones son:

1. La mayoría de los aparatos se utilizan en la práctica en condiciones menos severas que las correspondientes a las pruebas de tipo.
2. Las impedancias de red suelen ser menores que las de referencia [11].
3. El aumento de aparatos que pudieran interferir entre sí en un punto de la red normalmente trae aparejado también un aumento en la impedancia de cortocircuito en el punto.
4. El "flicker" es notable en horarios nocturnos, en los que es esperable un menor uso de los aparatos perturbadores.

- **Media y Alta Tensión (Unominal > 1 kV).**

No existen límites de referencia internacionalmente adoptados.

Existen reglas de empresas nacionales o de organismos de usuarios electrointensivos para compatibilizar las instalaciones de grandes cargas perturbadoras, por ejemplo acerías.

En Normativas de algunos países y en propuestas realizadas en recientes publicaciones de estudios, los límites de compatibilidad están fijados en valores alrededor de $P_{st} \cong 1.0$, para períodos de exploración de 10 minutos, con P_{lt} del orden de 2/3 del anterior.

- **Límites de emisión de fluctuaciones de tensión en redes públicas.**

Se aplican a usuarios individuales, en el punto de acoplamiento común con la red.

No existen límites acordados internacionalmente.

Es previsible que los límites a fijar estén por debajo de $P_{st} = 1.0$.

Las reglas a adoptar deben prever la modalidad de verificación de la emisión, ya que para un usuario (pequeñas, medianas o grandes demandas) la medición del flicker en el punto de acoplamiento común dependerá de la impedancia de la red y de la influencia de otras cargas perturbadoras.

Un método factible de verificación de la emisión es el registro de la corriente absorbida por el usuario y la ponderación del "flicker" *presunto*, estimado a partir de las fluctuaciones de tensión presentes en la caída de tensión producida por la circulación de la corriente medida sobre una impedancia ficticia de referencia (Ver ENRE 99/97).

Existen criterios aconsejables de conexión de cargas perturbadoras para acotar las perturbaciones dentro de límites tolerables que se desarrollarán oportunamente.

- **Fabricación de equipos. Cumplimiento de límites de emisión de fluctuaciones.**

Los criterios establecidos deben considerarse como recomendaciones para los fabricantes de equipamiento eléctrico a efectos de que la utilización de estos equipos, en condiciones normales, permita cumplir a los usuarios del servicio eléctrico con los límites de emisión previstos en el punto de acoplamiento común con la red pública.

Para cada equipamiento deberá recurrirse a las respectivas normas de fabricación (IRAM, IEC o del país de origen).

En particular, y por su grado de difusión, son importantes los límites establecidos para equipamiento electrodoméstico.

En la Argentina se recomienda el cumplimiento de [6]. La norma se aplica a equipos monofásicos y trifásicos, tales como aparatos de cocina y calefacción, aparatos a motor o accionados magnéticamente, herramientas portátiles y receptores de radio y televisión. No se incluyen en esta norma: 1) Aparatos especiales que deban ser aprobados por el prestatario del servicio público; 2) de uso profesional.

Una norma complementaria de la anterior, para equipos de BT con consumos superiores a 16 A, es la [12].

La norma [6] fija los límites de emisión de fluctuaciones que se presentan en la Figura 7 previamente mostrada. Esta curva de valores límites tiene doble origen, hacia las frecuencias más altas representa los resultados de estudios del umbral de percepción del "flicker". Hacia las frecuencias más bajas corresponde a estadísticas sobre quejas de los usuarios realizadas en Francia. Estos niveles no deben ser superados en condiciones de operación normal y sobre una impedancia de red de referencia.

La norma [6], fija los límites de emisión según:

- Valor $P_{st} < 1.0$
- Valor $P_{lt} < 0.65$
- Cambio máximo estacionario, $\Delta c: < 3 \%$
- Cambio máximo, $\Delta_{m\acute{a}x}: < 4 \%$
- El valor Δt durante un cambio menor al 3 % no debería exceder los 200 ms.

Para equipos de BT especiales ($I > 16$ A) se prevé la limitación de la emisión a una proporción de los anteriores y dependiendo de la relación entre la potencia de la carga y la capacidad de suministro en el punto.

Límites de inmunidad

Este límite corresponde al nivel admisible de fluctuaciones de tensión y "flicker" para una determinada instalación o equipo, sin que ocasione efectos adversos en su normal funcionamiento.

Este límite es más alto que el nivel de compatibilidad y debe tenerse en cuenta en las etapas de diseño de las instalaciones o equipos.

Para el caso de equipos debe recomendarse a los fabricantes la adopción de tales niveles y proceder a su comprobación mediante ensayos de tipo.

Ya existen algunas pautas en la recomendación de límites de inmunidad. Por ejemplo, la norma IEC 60870-2-2, de aplicación a equipos de telecontrol en redes eléctricas, fija la forma de onda y niveles de las fluctuaciones a los que estos equipos deben resultar inmunes.

Técnicas de medición

Los instrumentos desarrollados en el pasado estuvieron siempre orientados a detectar las fluctuaciones de la tensión y a procesarlas para dar una indicación de la molestia visual experimentada por un observador sometido a una iluminación con "flicker".

Así, estos instrumentos han tenido en cuenta la limitación de la sensación de molestia para las variaciones de más alta frecuencia en la intensidad lumínica. Este efecto se debe a la constante de tiempo de las lámparas de filamento y a la fusión de imágenes que realiza el conjunto retina-cerebro cuando las mismas cambian muy rápidamente. Además, la retina es capaz de adaptarse a las variaciones lentas de iluminación eliminando la sensación de molestia que éstas podrían causar. Entonces, la percepción visual de la intensidad de la luz se comporta como un filtro pasabanda con máxima sensibilidad entre 8 y 10 Hz, siendo el rango normal de fluctuaciones repetitivas de interés el comprendido entre fracciones de Hz y 30 Hz.

Por otra parte, los cambios de tensión aislados e infrecuentes producen cambios de intensidad lumínica, provocando disconformidad en el observador, ya que el cerebro memoriza el estímulo y, entonces, la sensación experimentada depende del tiempo transcurrido entre variaciones y de las intensidades individuales de las mismas.

Para una dada fluctuación de la tensión, la fluctuación del flujo lumínico provocado depende del tipo de lámpara (filamento, arco, fluorescente, etc.) y de su potencia.

La Unión Internacional de Electrotecnia (UIE) impulsó desde el año 1979 la adopción normalizada de un método de evaluación, en los siguientes aspectos:

- Especificación de diseño y de funcionamiento de un instrumento: el flickerímetro.
- Métodos de evaluación estadística del "flicker".
- Estimación de la severidad del "flicker" a corto y largo plazo.

Los trabajos de la UIE se prolongaron luego en el Comité Técnico 77 de IEC, dando lugar a [7].

Medición normalizada

- Alcance

En general, se aplica a la medición de fluctuaciones de tensión en redes eléctricas y a pruebas de emisión o susceptibilidad de dispositivos, equipos o sistemas.

- Referencia

La norma [7] cubre todos los aspectos que se requieren tratar con el propósito final de fijar las reglas para la correcta medición de las fluctuaciones de tensión en las redes de suministro e instalaciones que hacen uso de la energía eléctrica.

- Breve descripción de [7].

Describe un método para evaluar la severidad del flicker, ponderando no solamente la amplitud del fenómeno sino también su persistencia en el tiempo.

Describe conceptualmente el procesamiento de la información a realizar para obtener los parámetros que caracterizan el "flicker". La salida es una variable denominada "sensación de flicker", $S(t)$. Esta salida es proporcional al cuadrado de las fluctuaciones de tensión alisada por un filtro pasabajos. Las fluctuaciones son previamente "pesadas" a través de un filtro pasabanda con frecuencia central en

8,8 Hz, el cual reproduce la respuesta del conjunto lámpara-visión. La lámpara de referencia es incandescente con filamento en espiral y de 230 V/60 W.

La salida $S(t)$ está normalizada con el valor correspondiente al umbral de percepción.

El tratamiento estadístico de $S(t)$ incorpora la persistencia (duración en el tiempo) de los niveles de la sensación y da como resultado un nivel de severidad de “flicker” (P).

Este tratamiento estadístico se realiza para dos tiempos diferentes: períodos breves (short-term) y períodos largos (long-term), dando como resultado niveles de severidad de “flicker” de corto plazo (P_{st}) y de largo plazo (P_{lt}).

- **Períodos breves.**

Se recomienda que este período sea de 1 ó 10 minutos. Para este caso el método consiste en confeccionar la curva de probabilidad acumulada de los $S(t)$ para cada período. Se obtiene una curva en la que se aprecian los $S(t)$ de mayor valor con una menor probabilidad de ocurrencia, o lo que es equivalente, que persisten menos en el tiempo. Como resultado de la estadística se obtiene un único valor de P que caracteriza el período observado.

El valor de P desnormalizado será proporcional al $\Delta V/V$ para una fluctuación repetitiva y estable durante el período de medición.

Asociando la probabilidad de ocurrencia de un determinado $S(t)$ a una cadencia de repetición equivalente es posible obtener coeficientes de peso para niveles típicos de $S(t)$.

Así, se define:

$$P_{st} = \sqrt{0.0314P_{01} + 0.0525P_1 + 0.0657P_3 + 0.28P_{10} + 0.08P_{50}} \quad (0.6)$$

Donde:

P_{st} : Nivel de severidad del flicker en períodos breves.

P_{01} , P_1 , P_3 , P_{10} y P_{50} : Nivel de severidad con una probabilidad de ser igualado o superada del 0,1%, 1%, 3%, 10% y 50%.

Dada la forma de elaboración del P_{st} , este parámetro incluye la ponderación de la frecuencia de la fluctuación y también la persistencia del fenómeno.

El pesado en frecuencia lo realiza el propio equipo sobre $S(t)$, y el pesado en persistencia se hace a través del tratamiento matemático sobre $S(t)$ que determina P_{st} .

El parámetro P_{st} está normalizado con el valor correspondiente al umbral de percepción ya que lo propio ocurre con el parámetro $S(t)$.

Las fluctuaciones repetitivas con determinadas formas de onda permiten un cálculo sencillo de los valores de P y de P_{st} (p.e. ver la norma [21] para ondas cuadrada y senoidal). Asimismo, fluctuaciones con $\Delta V/V$ de este tipo pueden ser obtenidas con equipamiento de prueba y utilizadas para verificar equipos de medición de “flicker”.

- **Períodos largos.**

Se recomienda que este período de evaluación sea de 1 o más horas. En este período se calcula el parámetro P_{lt} utilizando la serie de P_{sti} correspondiente a intervalos de 10 minutos:

$$P_{lt} = \sqrt[3]{\sum_{i=1}^N \frac{(P_{sti})^3}{N}} \quad (0.7)$$

Donde:

P_{lt} : Nivel de severidad en períodos largos.

P_{sti} : El nivel de severidad del i-ésimo período breve (10 minutos).

N: Número de períodos breves incluidos en el período largo.

Métodos de estimación

Son aplicables ante la no-disponibilidad de un flickerímetro normalizado para la medición directa.

- Método de simulación.

Se parte del registro de la tensión (valor eficaz versus tiempo) y se procede al cálculo de P_{st} mediante programas de simulación por computadora.

- Método analítico.

Para variaciones de tensión con formas de onda repetitivas (onda cuadrada, etc.) el valor de P_{st} puede ser obtenido mediante ecuaciones simples. Se requiere el registro e identificación de tales formas de onda.

- Uso directo de la curva de $P_{st} = 1$ (Figura 7 previamente mostrada)

En el caso de variaciones de la tensión de forma de onda cuadrada, el valor de P_{st} se obtiene por aplicación directa de la curva de $P_{st} = 1$.

Prueba de equipos y sistemas

Equipamiento de BT

La norma [6] es un ejemplo de referencia de las pruebas a realizar en equipos para verificación del cumplimiento de la emisión de fluctuaciones.

Esta norma fija los límites de emisión usados hasta la fecha como referencia para la adopción del nivel de compatibilidad para redes públicas de BT y para la emisión de equipos monofásicos o trifásicos con corrientes menores a 16 A (se aplica a aparatos domésticos o similares).

Las pruebas de tipo consisten en alimentar el equipo desde una red de referencia compuesta de una tensión libre de fluctuaciones, con distorsión armónica menor al 3 %, en serie con una impedancia de $(0,4 + j 0,25) \Omega$ para el esquema monofásico.

El aparato bajo prueba debe hacerse funcionar en las condiciones de máxima emisión de perturbaciones.

Con un medidor de "flicker" se determina el nivel de fluctuaciones, durante un lapso mayor al máximo de todos los diversos ciclos de operación del aparato. Los resultados se comparan con los criterios de emisión indicados previamente.

Instalaciones especiales

El equipamiento que por su modalidad de operación pudiera ser considerado como presunta carga perturbadora, debe ser motivo de verificaciones a través de las cuales se compruebe el cumplimiento de niveles de emisión.

Son particularmente especiales aquellas cargas industriales que tienen hornos de arco, laminadores y equipos de bombeo.

Dado que las instalaciones suelen ser complejas (incluyendo los equipos propiamente dichos, sus alimentadores y compensadores), deben ser verificadas a nivel del punto de acoplamiento con la red. Las modalidades de ejecución de las pruebas suelen ser motivo de convención. La emisión es comprobable por comparación de la situación con la instalación en funcionamiento o no.

Métodos de mitigación

Las fluctuaciones de tensión y "flicker" son perturbaciones producidas por cargas de operación fluctuante alimentadas por redes débiles.

Las normas básicas para mitigar el efecto sobre la red de alimentación son:

- Aumentar la potencia de cortocircuito de la red en el punto de acoplamiento común a niveles compatibles con la fluctuación del consumo. Por ejemplo, para hornos de arco la relación entre las potencias de cortocircuito de la red y la del horno equivalente debería ser mayor a 40.
- Recurrir a métodos de compensación de la carga, por ejemplo con compensadores estáticos.

Para cargas perturbadoras de gran porte, la estrategia de control de las perturbaciones debe ser prevista en conjunto con la propia instalación en la etapa de proyecto. Las contramedidas a introducir suelen ser determinantes en las evaluaciones técnico-económicas de factibilidad del proyecto.

Pautas para el control de la compatibilidad

Para introducir el control de la calidad de la tensión, en lo que a fluctuaciones y "flicker" se refiere, y lograr el cumplimiento de los criterios de compatibilidad en un plazo razonable, se debería:

- i) Establecer reglas para las compañías del mercado eléctrico.
- ii) Las empresas deberían controlar a sus usuarios o agentes.
- iii) Los usuarios deberían tener acceso a equipamiento de calidad acorde.

La Figura 8 esquematiza la situación.

Figura 8. Esquema de la compatibilidad por fluctuaciones de tensión. Flujo de responsabilidades.

1. 7. Caídas e interrupciones breves de tensión

Definiciones extraídas de [4], [10].

- **Caída de tensión breve** ("Voltage dip" en la denominación IEC y "sag" en EE.UU): Reducción súbita de la tensión en un punto del sistema eléctrico, seguida del restablecimiento luego de un lapso de tiempo breve, comprendido entre medio ciclo de la frecuencia de red y unos pocos segundos.

Bajo esta clasificación se incluyen sólo aquellas variaciones de tensión que están por debajo de la banda admisible de la tensión de suministro (las incluidas dentro de la banda caen bajo la clasificación de fluctuaciones de tensión).

- **Interrupción breve.** Es la anulación de la tensión de suministro durante un lapso breve, típicamente no mayor al minuto. Las interrupciones breves pueden ser también clasificadas como caídas breves del 100 % de amplitud.

Las amplitudes de las caídas de tensión se definen como se muestra en la Figura 9. La amplitud se expresa como porcentaje del valor nominal.

Figura 9. Ejemplo de caída e interrupción de la tensión (se muestra el nivel, no la forma de onda).

Donde: ΔU_1 es la caída de tensión (voltage dip), y ΔU_2 es la interrupción. (Según Norma [4]).

La caracterización se completa con la duración de la caída de tensión. Para formas complejas se caracteriza por el máximo de la caída y la duración total.

La duración mínima es de medio ciclo de la frecuencia de red, porque se trata de valores eficaces (alteraciones con duraciones menores son consideradas transitorias). Algunos organismos técnicos de referencia denominan micro-interrupciones a aquellas cuya duración es menor a 1 segundo, e interrupciones cortas a las que se extienden hasta 1 minuto. Por encima de esta duración ya son interpretadas como cortes del suministro. En nuestro país, y según los contratos de concesión de las compañías de distribución del área metropolitana, solo se computan como interrupciones del servicio aquellas mayores a 3 minutos.

Además de la amplitud y duración de las caídas o interrupciones breves es también relevante la tasa de ocurrencia.

La Figura 10 ejemplifica el encuadre de este tipo de perturbaciones junto con otras que tienen en cuenta los fabricantes de los Estados Unidos para el diseño de equipos alimentados desde la red pública. Los transitorios breves (duración menor a medio ciclo de la frecuencia de red) y sobretensiones temporarias son fenómenos de tratamiento diferenciado a los microcortes o caídas breves y serán tratadas en un siguiente punto.

Figura 10. Límites adoptados como tolerables ante disturbios por CBME.

La Figura 11 resume la clasificación que hace la IEEE sobre estos fenómenos [13]. Define el evento de interrupción (Interruption) cuando el nivel de tensión cae por debajo del 10 % del nominal y la caída breve (Sag) cuando la tensión cae por debajo del límite inferior normal de suministro (entre 3% y 10% en la Argentina y para los distintos niveles de tensión). Según su duración los eventos se clasifican en:

- Instantáneos: 1 a 30 ciclos de la frecuencia de red (1/2 s).
- Momentáneos : 30 ciclos a 3 s.
- Temporarios: 3 s a 1 min.
- Larga duración: > 1 min.

Por encima de 1 minuto se considera como de larga duración y equivalen a las interrupciones del suministro tipificadas en los Contratos de Concesión en la Argentina.

IEEE-1159 Classifications

Category	Typical Duration	Typical Magnitudes
Short Duration Variations <i>Instantaneous</i> <ul style="list-style-type: none"> • Interruption • Sag • Swell 	1-30 Cycles 1-30 Cycles 1-30 Cycles	< 10% of V nominal < V low limit > V high limit
<i>Momentary</i> <ul style="list-style-type: none"> • Interruption • Sag • Swell 	30 cycles to 3 sec. 30 cycles to 3 sec. 30 cycles to 3 sec.	< 10% of V nominal < V low limit > V high limit
<i>Temporary</i> <ul style="list-style-type: none"> • Interruption • Sag • Swell 	3 sec. to 1 min. 3 sec. to 1 min. 3 sec. to 1 min.	< 10% of V nominal < V low limit > V high limit
Long Duration Variations <ul style="list-style-type: none"> • Interruption • Overvoltages • Undervoltages 	> 1 min. > 1 min. > 1 min.	< 10% of V nominal < V low limit > V high limit
$V_{\text{nominal}} = \frac{V_{\text{High Limit}} + V_{\text{Low Limit}}}{2}$

Variety of disturbance SAGS to which an AC power line may be subjected as proposed on IEEE 1159

Figura 11. Clasificación de la norma IEEE 1159/95 [4].

1. 7. 1. Orígenes, propagación y efectos

Las caídas e interrupciones breves se originan por maniobras en la red que involucran grandes corrientes o por fallas. El origen puede estar en la propia red pública o en instalaciones de los usuarios.

Orientativamente y según su duración, pueden atribuirse a:

$\Delta t < 20$ ms, intervención de fusibles, sobre todo en BT.

$\Delta t < 100$ ms, maniobras en AT., por ejemplo debido al despeje de fallas.

$\Delta t < 500$ ms, maniobras de recierre rápido, típico de MT.

En general la amplitud de la caída depende de como se propague la falla hasta el punto de interés y la duración depende de la respuesta de las protecciones del sistema de potencia.

Las caídas e interrupciones breves pueden afectar a los dispositivos conectados a la red. Los efectos más relevantes son:

- Extinción del arco en lámparas de arco.
- Incorrecta operación de dispositivos de regulación y control.
- Variación de velocidad o parada de motores.
- Apertura de contactores con bobinas de c.a., y consecuente pérdida de carga.
- Fallas y errores de cálculo de computadoras o equipos de medición.
- Pérdida de sincronismo de motores y generadores.
- Fallas de conmutación en rectificadores.

En muchas instalaciones los inconvenientes se magnifican debido a los tiempos prolongados de reposición del proceso productivo y, también, a los daños que pueden producirse en las instalaciones o en la producción.

Los disturbios son particularmente perjudiciales en áreas industriales y comerciales, donde los clientes son más sensibles a este tipo de fenómeno. La exposición a este tipo de disturbios es mayor en áreas alimentadas por instalaciones aéreas, como demuestra el resultado de un estudio [14] volcado en la Tabla V. La mayoría de los resultados están volcados como valores bajos y altos separados por un guión. Los valores bajos han sido relevados en redes de MT y BT de cables y los altos en líneas aéreas.

Tabla V. Distribución del número medio anual de caídas de tensión en redes MT y BT

AMPLITUD [%]	D U R A C I O N [ms]			
	10 - 100	100 - 500	500 - 1000	1000 - 10000
10 - 30	15 - 30	15 - 40	0.2 - 4	0.3 - 1
30 - 60	1.5 - 5	6.5 - 20	0.2 - 1	< 0.2
60 - 99	1.5 - 3	4 - 8	0.2 - 1	< 0.2
100	0.3 - 1	0.2 - 14	0.3 - 40	0.5 - 2

Los resultados de un estudio [15] arrojan resultados consistentes con los anteriores.

1. 7. 2. Técnicas de medición y pruebas

La caracterización básica de los instrumentos necesarios para detectar y medir caídas e interrupciones breves no difiere de lo requerido en general para la medición de la tensión. En contrapartida deben

tener una característica dinámica y una resolución temporal acorde con la indicación de caídas tan breves como 10 ms.

Existen actualmente instrumentos diversos orientados a este fin, de tecnología digital y con capacidad de registro, de procesamiento para el cálculo de los parámetros básicos (ΔV y duración) y de la fecha de ocurrencia.

Las pruebas de inmunidad se refieren a equipos susceptibles a caídas y cortes breves de la tensión. La Referencia [15] es de aplicación a equipos de 50 Hz y consumos menores a 16 A.

Se definen niveles de severidad para las pruebas, tanto para la amplitud como para la duración de los disturbios.

Pruebas típicas consisten en 100% de caída de tensión aplicada durante no más de 0.5 ó 1 ciclo de la frecuencia de red, o un 30% de caída durante 50 ó más ciclos.

1. 7. 3. Contramedidas

Para mitigar las caídas breves y microcortes se pueden tomar medidas a nivel de: fabricación de equipos susceptibles, usuarios y prestador del servicio eléctrico. Estas medidas tienden a reducir el número y severidad de las caídas y a reducir la sensibilidad de las instalaciones y equipos a estos fenómenos.

Acciones sobre la red pública

- Adecuado cálculo de la red para suministro a usuarios perturbadores, que tengan arranque de grandes motores, inserción de transformadores y otras cargas perturbadoras de operación frecuente. Determinación y acotamiento del área de influencia de la perturbación.
- Disminución de la tasa de fallas en la red mediante poda de árboles, lavado de aisladores, blindaje contra descargas atmosféricas, etc.
- Modificación de las pautas operativas para el despeje de las fallas, como por ejemplo disminución del tiempo de despeje de fallas, reposición a distancia, Telecontrol, etc.
- Mejores métodos de detección y localización de fallas.
- Estudios para mejorar la confiabilidad de la red.
- Revisión de técnicas de protección. Reconectores y seccionadores automáticos vs. ahorro de fusibles.
- Uso de fusibles limitadores.

Acciones sobre las cargas

- Uso de equipos que cumplan con normas de emisión y susceptibilidad [13], [15].
- Instalación de equipamiento acorde a la red de suministro para acotar la emisión.
- Disminución de susceptibilidad de equipamiento sensible mediante la alimentación a través de UPS, DVR, etc.
- Ajuste del umbral de disparo de las protecciones para sacar de servicio instalaciones que podrían funcionar incorrectamente ante los eventos.
- Disminución de la corriente de arranque de motores asíncronos mediante arrancadores.

- Utilización de técnicas de disminución de susceptibilidad en puentes controlados, como ser: el bloqueo de los pulsos de comando ante caída de tensión y desbloqueo de los mismos con la reposición de la tensión, el aumento del margen de los ángulos de control y la utilización de interruptor ultra rápido de corriente continua.
- Utilización de algoritmos de detección y corrección de errores en computadoras, almacenamiento de información a intervalos regulares.

1. 7. 4. Régimen de compatibilidad

Es esencial comprender que siempre existen en una red eléctrica pública un cierto número de caídas e interrupciones breves, y los aparatos eléctricos alimentados de dicha red estarán sometidos a esta perturbación.

La normalización internacional para redes públicas de BT sólo fija criterios guía, proponiendo que un cliente individual en una ciudad podría sufrir en promedio y por mes de 1 a 4 caídas de tensión con duraciones de hasta 3s. Para redes aéreas rurales se estima la ocurrencia de tasas mayores [10].

La adopción de niveles de compatibilidad en las redes deberá acompañarse con la limitación de la emisión desde las cargas. En este aspecto tampoco se encuentran referencias claras a nivel internacional. Por ejemplo, la norma IEC 61000-3-3 que reglamenta la emisión de fluctuaciones, indica que las caídas de tensión por arranque de motores están bajo consideración. Los límites de emisión a adoptar deberían guardar relación con la corriente de arranque y la máxima demanda contratada.

En cuanto a niveles de inmunidad, se observan algunos esfuerzos en las especificaciones de equipos modernos. Actualmente se dispone de [15] que da una guía para la selección de niveles de equipamiento (porcentaje de caída, duración de los eventos y tasa anual de eventos). Dicha guía se reproduce en la Tabla VI.

Tabla VI. Guía de niveles de Inmunidad.

Depth %	Duration			
	10 ms to <100 ms	100 ms to <500 ms	500 ms to <1 s	1 s to <3 s
10 to <30	61	66	12	6
30 to <60	8	36	4	1
60 to <100	2	17	3	2
100	0	12	24	5
Number of disturbances/annum				

1. 8. Otras Perturbaciones

Estas perturbaciones incluyen fenómenos tales como:

- Sobretensiones Temporarias.
- Transitorios de breve duración.
- Muecas de tensión.

La caracterización en cuanto a amplitud y duración de las sobretensiones temporarias y los transitorios de breve duración puede observarse en la Figura 10 y la Figura 11 previamente mostradas.

1. 8. 1. Sobretensiones temporarias

Estos fenómenos no aparecen explícitamente considerados como perturbaciones en las normas IEC [4], [10], que tratan sobre disturbios en redes públicas de BT.

Las sobretensiones temporarias son aquellas que exceden la amplitud de la máxima tensión de servicio durante más de algunos ciclos de la frecuencia de red.

Constituyen la contraparte de las caídas de tensión, con duraciones similares a éstas.

En redes de MT pueden tener origen en ferorresonancia, debido a la apertura de 1 ó 2 fases, entre transformadores y capacidades de cables o a la ferorresonancia entre transformadores de tensión y capacidad del sistema con neutro aislado. Pueden producirse sobretensiones de entre 2.5 y 3.5 pu, con frecuencias entre 0.5 y 3 veces la de red y duración dependiente de los dispositivos de protección.

Suelen producirse sobretensiones temporarias en redes de BT, con conexión triángulo-estrella en el transformador de MT/BT y con neutro puesto a tierra lado BT por discontinuidades en el conductor de neutro. En tal caso, algunas de las cargas de BT forman una estrella con neutro flotante y, por lo tanto, las tensiones se alteran en función de las cargas de cada fase.

Estas sobretensiones temporarias ("Swells" en la denominación de EE.UU) son singularmente perjudiciales para los equipos e instalaciones sensibles, dado su alto contenido energético.

En instalaciones complejas se utilizan relés de sobretensión desconectan la carga cuando se superan los valores de consigna. Se evitan así los daños directos de la sobretensión de efecto térmico o sobre la aislación, aunque se aumentan los efectos resultantes de la salida de servicio (pérdida de producción, daños por interrupción, tiempos de reposición).

Los usuarios de medianas o pequeñas demandas suelen estar más expuestos a este tipo de disturbios, los que ocasionan daños severos en los aparatos y son notables por su dispersión en la red.

Algunas compañías ya se fijan límites para este tipo de sobretensiones, reconociéndolas como inherentes a la calidad del servicio. Por ejemplo, Electricité de France (EDF) [16] tiene como meta técnica limitar a no más de algunos centenares de milisegundos la aplicación entre fase y neutro de una sobretensión de magnitud igual a la tensión compuesta o de línea (sobretensión igual a 1.73 veces la tensión nominal).

1. 8. 2. Transitorios de breve duración [14], [17]-[20]

Las sobretensiones transitorias se producen en redes eléctricas por dos causas principales: descargas atmosféricas y maniobras.

Los mayores efectos sobre equipos e instalaciones son las fallas de aislación y la degradación del desempeño.

Los niveles de tensión pueden alcanzar a varias veces la tensión del sistema. Suele incluirse dentro de esta clasificación a los transitorios con duración menor a 40 ms [19] para diferenciarlos de aquellos temporarios previamente citados.

La Figura 12 puede considerarse demostrativa de un transitorio de breve duración genérico.

Figura 12. Transitorios breves. Parámetros típicos.

U_1 : Amplitud.

U_2/T_2 : Máxima pendiente.

U_3 : Amplitud pico a pico.

T_1 : Tiempo a la cresta.

T_3 : Tiempo de cola.

T_4 : Duración del tren.

f_1 : Frecuencia máxima de oscilación.

f_2 : Frecuencia de oscilación.

f_3 : Frecuencia de repetición del tren.

Los parámetros básicos son:

- **Tiempo de crecimiento:** Caracteriza al transitorio en cuanto a su espectro en frecuencia. Pueden esperarse tiempos de frente menores a 1 μ s para transitorios originados a corta distancia eléctrica del lugar de interés. Deben estimarse anchos de banda mayores a 10 MHz para los fenómenos más severos.
- **Amplitud:** Es el valor más significativo para transitorios con duraciones mayores a 1 μ s. En redes de BT altamente expuestas a descargas atmosféricas directas es previsible la aparición de transitorios con amplitudes de 10 kV o mayores.
- **Energía:** Engloba a la amplitud y duración y, también, a la impedancia interna de la red desde la que proviene el transitorio. Este parámetro tiene que ver con el efecto destructor del transitorio y es determinante para el dimensionamiento de los dispositivos de protección.
- **Frecuencia de repetición o tasa de ocurrencia:** Dada la naturaleza aleatoria de estos fenómenos, sus efectos se ponderan estadísticamente.

A diferencia de otras perturbaciones conducidas en las redes de distribución pública, particularmente aquellas de baja frecuencia que cuentan con normalización internacional, la caracterización de los

transitorios breves no ha alcanzado todavía un grado de acuerdo que permita establecer niveles de compatibilidad. Sin embargo, su efecto sobre la calidad de la onda de tensión es importante por lo que seguramente se establecerán normalizaciones sobre estas perturbaciones a corto plazo.

En cuanto a los métodos de protección (filtros, descargadores) de equipos sensibles y las pruebas de verificación, hay un alto grado de avance, disponiéndose de normas de aplicación para diversos dispositivos, por ejemplo, IEC 801, 1000, 255 y otras.

1. 8. 3. Muestras ("Notchs"):

Son desviaciones de la forma de onda, observables solo en partes del ciclo, producidas principalmente por la superposición en la conmutación de rectificadores polifásicos. La transferencia de la conmutación entre los polos, realizada en tiempos no nulos, provoca cortocircuitos transitorios que ocasionan muescas en la tensión aplicada. Esta degradación en la calidad de la onda es de clasificación dudosa, ya que es de naturaleza transitoria (duración de 1 ms o menor) pero repetitiva, lo que la hace detectable como distorsión armónica.

La Figura 13 ejemplifica la forma de onda típica con "notchs". Cada muesca se caracteriza por su profundidad (d) y su duración (t).

Figura 13. Definición de "notch". Profundidad = d/U_{cresta} 100 %.

Los esfuerzos por acotar la emisión de esta perturbación se han reflejado en la norma [6], donde se proponen límites según la Tabla VII. Las mediciones se realizan en el punto de acoplamiento común.

Tabla VII. Emisión de perturbaciones tipo muesca.

	Aplicaciones Especiales (1)	Sistemas Generales	Sistemas Dedicados (2)
Profundidad	10 %	20 %	50 %
Distorsión total	3 %	5 %	10 %

(1) Incluye hospitales y aeropuertos.

(2) Alimentador exclusivo para el rectificador.

1. 9. Transmisión de señales en las redes

Las redes eléctricas públicas pueden ser utilizadas por las propias compañías para la transmisión de señales.

Debido a los avances tecnológicos logrados en el campo de la electrónica y a la creciente difusión de aplicaciones en el área eléctrica, aumenta cada vez más la utilización de las redes eléctricas, ya sea en lo que respecta a su empleo para la transmisión de datos o para el telecomando de los elementos de conmutación de la propia red.

Esto va aparejado a la inyección intencional de señales en la red, las cuales pueden ser consideradas como "disturbios" para todos aquellos aparatos que se conecten a ella.

El rango de frecuencias utilizadas es desde 110 Hz a 500 kHz.

Las señales sinusoidales en los rangos medios y bajos pueden ser consideradas con efectos similares a las armónicas de la frecuencia de red (o interarmónicas), con aparición pulsante (actualmente 1 segundo o menor y anteriormente hasta 6 segundos). Pueden producir disturbios en los receptores de radio o televisión y otros dispositivos electrónicos tales como computadoras o controladores.

En algunos casos pueden ocasionar modificaciones en el valor eficaz de la tensión de red, con efectos similares al "flicker".

Por otra parte, los propios sistemas de transmisión de señales pueden ser influenciados por los disturbios de la red.

El problema de compatibilidad abarca tres aspectos:

- Asegurar la compatibilidad entre sistemas de transmisión de señales vecinos, es decir que no se interfieran mutuamente.
- Inmunizar al sistema de transmisión de señales respecto de los disturbios causados por la red o sus equipamientos o cargas.
- Inmunizar a la red y sus usuarios respecto de los disturbios causados por los sistemas de transmisión de señales.

Los principales sistemas existentes utilizados en redes de distribución (AT, MT y BT) para la transmisión de señales pueden ser clasificados en categorías de acuerdo a la frecuencia y tipo de señal utilizadas:

1. 9. 1. Señales de baja frecuencia.

A este tipo pertenece el sistema de telecomando centralizado denominado "Ripple Control". Estas señales son utilizadas para aplicaciones especiales tales como: control de la iluminación pública, control de cargas, cambio de tarifas en los medidores, etc.

La frecuencia de estas señales son siempre distintas de las armónicas más bajas de la frecuencia fundamental de la red, por ejemplo: 110, 175, 183, 217, 317, 600, 1050, 1350 Hz, y generalmente son inferiores a los 2 kHz (el rango hasta 600 Hz es el más utilizado).

Consisten en trenes de ondas senoidales de la frecuencia mencionada, inyectadas en la red según una secuencia prefijada de manera de establecer un código apropiado. Se utilizan en los diversos niveles de distribución.

La amplitud de la señal utilizada no debería superar los niveles de las armónicas impares próximas, según la tabla 1 de [10].

Para sistemas primitivos, la amplitud de las señales no superaba el 2-5 % del valor de la tensión del sistema.

La duración del ciclo de transmisión depende del sistema de control, y puede llegar a algún minuto, con un número de transmisiones diarias que depende del tipo de control de que se trate, pero que no suele superar más de 10 transmisiones diarias.

1. 9. 2. Señales de media frecuencia.

A este tipo de señales pertenece el sistema de comunicaciones denominado DLC (Distribution Line Carrier), que consiste en la utilización de los cables como soporte del sistema de comunicaciones para el telecontrol de sistemas de distribución de energía eléctrica. Mediante DLC se realizan lecturas remotas de medidores, control de cargas de clientes, etc.

Las señales son del tipo senoidal, en el rango de frecuencias de 3 a 20 kHz (con preferencia entre 6-8 kHz).

La duración del ciclo de transmisión no es mayor a una decena de segundos y el número de transmisiones puede alcanzar a una por minuto.

Son compatibles con el servicio eléctrico los niveles de señales que no superen el 2 % del valor de la tensión del sistema.

1. 9. 3. Señales de alta frecuencia.

A este tipo de señales pertenece el sistema de comunicaciones denominado de Onda Portadora, que consiste en la utilización de las líneas de alta tensión como soporte del sistema de comunicaciones de voz, de datos y del Telecontrol de sistemas de transmisión de energía eléctrica.

Las señales son del tipo senoidal, en el rango de frecuencias de 20 a 500 kHz.

Las transmisiones pueden considerarse como continuas.

Los niveles de compatibilidad están actualmente en estudio, aunque valores que no excedan el 0.3 % de la tensión nominal de la red podrían considerarse como satisfactorios.

1. 10. Desbalances de la tensión

El desbalance de tensión en un sistema trifásico es, por definición y aplicable a la componente fundamental o de frecuencia industrial, la desigualdad en las amplitudes de las tensiones de cada fase o un desfase distinto de 120° entre cada tensión de fase o la combinación de ambos hechos.

La condición de balance implica la existencia de una terna perfecta representada únicamente por la componente de secuencia directa, mientras que la condición de desbalance implica la aparición de componentes de secuencia inversa y de secuencia cero u homopolar. La relación entre la amplitud de la tensión/corriente de secuencia inversa (cero) respecto de la de secuencia directa recibe el nombre de "grado de desbalance de tensión/corriente de secuencia inversa (cero)".

Los desbalances de secuencia cero normalmente no afectan mayormente a la red de energía dado que las componentes de secuencia cero no son transferidas por los transformadores con bobinados en triángulo.

Cuando los desbalances de secuencia inversa son debidos a desigualdad de las cargas monofásicas de las distintas fases, es posible disminuir su entidad repartiendo equilibradamente dichas cargas monofásicas aunque, en la mayoría de los casos, es imposible su eliminación total dado que estas cargas son generalmente variables con el tiempo y, por consiguiente, es prácticamente imposible lograr un balance perfecto a todo tiempo.

El grado de desbalance de la secuencia inversa producido por la inserción de una carga monofásica puede ser evaluado a través de la relación entre el valor de la carga aparente a conectar respecto del valor de la potencia de cortocircuito trifásica en el punto de acoplamiento.

Las condiciones de desbalance de secuencia inversa pueden crear problemas de calentamiento en las máquinas rotantes, sincrónicas o asíncronas, ya que la corriente de secuencia inversa que circula por los arrollamientos genera una pérdida adicional, con el consecuente sobrecalentamiento, además de la reducción de la cupla mecánica y el aumento de las vibraciones.

En los convertidores polifásicos, la presencia de componentes de secuencia inversa da lugar a modulaciones sobre el lado de continua (carga) y a la presencia de armónicas no características sobre el lado alimentación alterna (red).

El nivel de compatibilidad adoptado para redes públicas de baja tensión y en régimen permanente es un grado de desbalance de tensión menor al 2 %. En períodos breves y condiciones especiales (ante fallas, por ejemplo) podrían aceptarse valores mayores.

Con carácter de preventivo, un límite de emisión correspondiente a un grado de desbalance de corriente inversa menor al 5 % puede ser razonable para régimen permanente y de aplicación a los consumidores. Valores mayores deberán aceptarse en períodos breves y en condiciones excepcionales.

1. 11. Variaciones de la frecuencia

Las variaciones de la frecuencia en la red pública de alimentación dependen del balance entre generación y carga. En tal sentido dependen fundamentalmente del sistema de generación.

Las salidas de servicio de grandes grupos generadores, o de cargas importantes respecto de la generación disponible, dan lugar a una disminución o aumento transitorios de la frecuencia respectivamente.

Estas variaciones son en gran parte compensadas, en tiempos relativamente breves, por la regulación primaria de frecuencia asignada normalmente a un grupo de generadores (teóricamente a todos los generadores) que ponen en juego su reserva rotante. Posteriormente, otro grupo de generadores asignados a la regulación secundaria de frecuencia, llevan la frecuencia a su valor nominal y le devuelven la reserva rotante a los reguladores primarios.

En casos excepcionales, cuando la demanda supera a la potencia disponible y para disminuciones de la frecuencia previamente acordadas (del orden del 1 % y superiores), se desconectan cargas predeterminadas, acción que a su vez limita la disminución de la frecuencia.

Este tipo de disturbios afecta el comportamiento de todos aquellos aparatos cuyo funcionamiento está determinado por la frecuencia de la red. Como ejemplo se puede citar: velocidades de motores

sincrónicos o asincrónicos, dispositivos que tengan relojes internos que dependan de la frecuencia, etc.

También puede afectarse la eficiencia de filtros de armónicas, sobre todo si tienen una curva de resonancia aguda.

Los niveles de compatibilidad aceptables para este tipo de disturbios en redes de distribución pública son de ± 2 Hz.

1. 12. Potencia Reactiva y Perturbaciones en Redes

En los sistemas eléctricos la potencia reactiva suele tener un tratamiento paralelo al de las perturbaciones.

En especial aquellas perturbaciones que hacen a la calidad de la tensión están claramente relacionadas a la potencia reactiva.

La potencia reactiva circulante es el factor principal de caída de tensión en las redes de MT y AT. Las variaciones lentas del requerimiento de reactivo no controladas ocasionan transgresiones a los límites de calidad del nivel de tensión.

Por otra parte, las fluctuaciones rápidas de reactivo de cargas especiales ocasionan fluctuaciones de tensión y "flicker".

Las cargas distorsionantes, por ejemplo rectificadores y hornos de arco generan armónicas y también ocasionan déficit de reactivo. Por tal motivo, suele tratarse en común tanto la compensación del reactivo como la mitigación de las armónicas.

Aún en casos de cargas no distorsionantes, la instalación de bancos de compensación modifica el flujo de corrientes armónicas, ya que los capacitores son sumideros naturales de estas perturbaciones. Por lo tanto, la presencia de estos bancos modifica la distorsión armónica de la tensión en la barra de conexión del banco y en otros nodos de la red.

Para la simetrización de cargas, con el objeto de llevar los desbalances de tensión a valores admisibles, es habitual recurrir a bancos de compensación monofásicos que cumplen el doble propósito de mejorar el factor de potencia y mitigar el desbalance.

Tanto la potencia reactiva como las armónicas reducen la capacidad del sistema de suministro eléctrico. Adicionalmente, la circulación de corrientes armónicas aumenta las pérdidas de este sistema.

1. 12. 1. Potencia Reactiva y Factor de Potencia: Definiciones.

La potencia reactiva constituye una demanda adicional a la potencia activa necesaria y que produce un incremento de la potencia aparente, dimensionante del sistema de suministro eléctrico.

Las potencias reactiva, activa y aparente en régimen senoidal de frecuencia fundamental son:

$$Q = UI \sin \phi \quad (0.8)$$

$$P = UI \cos \phi \quad (0.9)$$

$$S = UI = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (0.10)$$

Donde:

U: es el valor eficaz de la tensión.

I: es el valor eficaz de la corriente.

ϕ : es el ángulo de adelanto-atraso de la corriente respecto de la tensión.

El factor de potencia de desplazamiento (DPF) para este régimen senoidal puro se define como:

$$DPF = \frac{P}{S} = \cos \phi \quad (0.11)$$

Esta definición de factor DPF coincide con la definición clásica de factor de potencia (PF) para régimen sinusoidal puro.

En regímenes poliarmónicos, se mantiene la definición de factor de potencia de desplazamiento (DPF) y se redefine el factor de potencia (PF) como:

$$PF = \frac{\text{Potencia Activa a frecuencia fundamental}}{\text{Potencia Aparente eficaz}} = \frac{U_1 I_1 \cos \phi_1}{U_{ef} I_{ef}} \quad (0.12)$$

En esta última definición se incluye el contenido armónico en la potencia aparente.

Entonces, la relación entre PF y DPF es:

$$PF = \frac{DPF}{\sqrt{(1 + DI^2 + DU^2)}} \quad (0.13)$$

Donde:

$$DI = \text{distorsión de corriente} = \frac{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}{I_1^2} \quad (0.14)$$

$$DU = \text{distorsión de tensión} = \frac{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2}{U_1^2} \quad (0.15)$$

Para bajos contenidos de distorsión armónica los valores de PF y DPF son similares. Si la distorsión armónica es elevada, el valor de PF resulta inferior al valor de DPF.

1. 12. 2. Razones para la compensación de la potencia reactiva.

1.12.2.1 Compensación de reactivo en el sistema de transporte en alta tensión.

El control de tensión de un sistema eléctrico de potencia está fuertemente relacionado con el control de la potencia reactiva. Mantener la tensión dentro de límites es una tarea compleja, ya que un sistema eléctrico está compuesto por muchas unidades de generación y muchas cargas cuyas demandas de potencia reactiva son variables.

El flujo de potencia reactiva en cada extremo de una línea depende, entre otros factores, de los módulos de las tensiones de los nodos extremos. La forma de mantener las tensiones en un entorno de sus valores nominales es tratando de cerrar los balances de reactivo en cada nodo, evitando su traslado desde otros nodos distantes. Esto implica que el control de tensión se debe realizar con equipamiento especial ubicado en diversos puntos del sistema.

Además, si se evita el traslado de reactivo disminuyen las pérdidas por efecto Joule en los conductores de las líneas, ya que la corriente que los atraviesa es de menor magnitud. Por otra parte, el control de tensión aumenta la estabilidad del sistema ante fallas, lo que permite un mayor aprovechamiento de los sistemas de transmisión.

El mantenimiento de las tensiones dentro de una determinada banda aumenta la vida útil del equipamiento conectado al sistema eléctrico, ya que dicho equipamiento operará dentro de la banda de tensión para la cual fue diseñado.

El adecuado control de tensión en un área eléctrica puede evitar el colapso de tensión en dicha área.

Las fuentes de potencia reactiva que podemos considerar en los sistemas de transmisión son:

- La carga eléctrica propiamente dicha, con su factor de potencia.
- Las líneas de transporte de energía.
- Los transformadores.
- Los equipamientos de compensación de reactivo como capacitores serie, reactores y capacitores en derivación, generadores, compensadores sincrónicos y compensadores estáticos (SVC).
- Los sistemas de transmisión en corriente continua.

A continuación se describe brevemente cada uno de los elementos de la red de transporte que consume o genera potencia reactiva.

Cargas Eléctricas

Las cargas de los sistemas de transporte están constituidas por los consumos de Grandes Usuarios (GU) o bien de los distribuidores. En el caso de los distribuidores, estos tienen un subsistema de transporte en tensiones menores, a los cuales se conectan las cargas de los usuarios finales. En general, las cargas de los usuarios son inductivas.

De acuerdo a los hábitos de los usuarios, las potencias activas varían con las horas del día, describiendo un ciclo de carga diario (valle, pico y resto), y estacionalmente (invierno, verano, etc.). Es normal que el factor de potencia permanezca aproximadamente constante durante cada ciclo, por lo tanto la demanda de reactivo también varía acompañando el ciclo de carga.

El subsistema de transporte de distribución puede estar constituido por líneas aéreas y/o cables subterráneos como conexiones entre los diferentes nodos donde se ubican los transformadores o las cargas propiamente dichas.

Las líneas aéreas de media y baja tensión tienen un comportamiento inductivo, para sus estados de carga habituales. A similares estados de carga que en las líneas aéreas, los cables subterráneos resultan más capacitivos. Los transformadores tienen un comportamiento inductivo.

En general la carga de los sistemas de transporte es inductiva. Si el distribuidor posee una gran cantidad de kilómetros de cables subterráneos, en las horas de menos consumo de energía (valle), la carga puede resultar capacitiva.

Líneas de Transmisión

La potencia reactiva de las líneas de transporte es la generada por sus capacidades en derivación menos la consumida por la rama longitudinal inductiva.

El reactivo capacitivo de las líneas es proporcional a la tensión al cuadrado y a la susceptancia capacitiva de las líneas, e independiente de la potencia transmitida. Este término es prácticamente constante ya que las tensiones se mantienen dentro de rangos acotados. El reactivo inductivo de las líneas es proporcional a la potencia transmitida y a la reactancia longitudinal inductiva.

Si la potencia transmitida es inferior a la potencia natural (por ejemplo para una línea de 132 kV es del orden de 50 MW) la línea se comporta como un capacitor y si es superior como un inductor.

Transformadores

Los transformadores de gran potencia, conectados a las redes de transporte se comportan como cargas reactivas inductivas. La rama magnetizante absorbe una potencia reactiva inductiva del orden del 1 % al 2 % de la potencia nominal de la máquina a tensión nominal. La reactancia de dispersión aporta entre un 7% a 13% de la potencia que se transmite por el transformador. Por lo tanto existe un término independiente de la carga del transformador y otro proporcional a la misma.

Algunos transformadores disponen de mecanismos denominados “reguladores bajo carga” que tratan de mantener en forma automática la tensión de régimen permanente dentro de ciertos límites. Esto implica que si la tensión del lado de BT debe corregirse, el variador bajo carga actuará modificando la relación de transformación. Por consiguiente, se mantendrá la tensión en BT y no variará el consumo de las cargas por variaciones de tensión. Por otra parte, se producirá un cambio en la caída de tensión en la reactancia de dispersión del transformador, y el consecuente cambio de consumo de reactivo del transformador.

Sistema de corriente continua conectado a la red de alterna.

Los sistemas convertidores varían la potencia transportada por la línea de continua modificando el ángulo de disparo de los puentes de tiristores. Esto produce sobre el sistema de alterna un efecto de carga reactiva inductiva, cuyo valor es proporcional a la tangente del ángulo de disparo. Por lo tanto, el factor de potencia es directamente el coseno del ángulo de disparo, despreciando el ángulo de conmutación.

Elementos de compensación

Capacitores serie

La potencia activa que se transmite por una línea es proporcional al producto de los módulos de las tensiones terminales de la misma, al seno de la diferencia de ángulo entre las dos tensiones y a la inversa de la reactancia transversal de la línea.

Cuando las líneas de transporte son de grandes longitudes, como sucede en nuestro país, para poder transportar potencias importantes se debe reducir la reactancia transversal de las líneas. De esta manera para una misma diferencia de ángulos, se puede transmitir más potencia. La diferencia de ángulos de las tensiones se debe mantener dentro de rangos establecidos por problemas de estabilidad de los generadores.

Para lograr reducir las reactancias se ubican en serie con los tramos de líneas, capacitores cuyos valores rondan en un 40 % de la reactancia longitudinal del tramo de línea compensado. Esta compensación debida a la necesidad de transmitir potencia activa implica reducir el reactivo inductivo de la línea.

Reactores y capacitores de compensación en derivación

En general, los sistemas eléctricos tienen flujos de potencia reactiva inductiva en horas de pico y de potencia reactiva capacitiva en horas de valle.

Como a menudo la potencia transmitida por las líneas de alta tensión en nuestro país es menor que la natural, si se las operara sin compensación de su capacidad, los módulos de las tensiones en los nodos de recibo serían muy superiores que los valores de los módulos de las tensiones en los nodos de salida, resultando un perfil de tensiones inadecuado.

Para evitar esa circunstancia, en los nodos terminales de cada tramo de línea se disponen reactores de compensación que pueden ser operables. Los valores de estos reactores compensan en general entre el 40 % y el 70 % de la capacidad de cada tramo de línea.

Por lo general, los capacitores en derivación se conectan en paralelo con las cargas con el objeto de compensar su factor de potencia inductivo. En algunos casos, cuando existen cargas muy alejadas eléctricamente de los generadores y de valores importantes, se recurre a convertir la carga equivalente en capacitiva para evitar que la tensión de alimentación a la misma caiga por debajo de los valores admisibles.

Compensador Estático

Un compensador estático es un dispositivo formado por un capacitor e inductor en paralelo, cuya inductancia efectiva puede ser controlada por un sistema que comanda llaves electrónicas de potencia.

Generador y compensador sincrónico

Controlando la excitación de un generador o de un compensador sincrónico puede variarse el reactivo entregado por los mismos. Si están sobreexcitados son capaces de compensar el reactivo inductivo, y si están subexcitados compensan el reactivo capacitivo.

Conclusiones

Resumiendo, existen varias razones para compensar localmente el reactivo, y evitar su transporte en sistemas de transmisión de AT:

- Mejorar el control de tensión en forma global.
- Mejorar el perfil de tensión a lo largo de la línea.
- Mejorar los márgenes de estabilidad, contribuyendo a una operación más segura.
- Mejorar los niveles de seguridad del sistema, a través de una mejor utilización de la reserva del reactivo.
- Aumentar la potencia activa transportada, sin incrementar la capacidad de la red.
- Disminuir las pérdidas por efecto Joule.

1.12.2.2 Compensación de Reactivo en sistemas de distribución

Los sistemas de distribución, están cargados con potencia reactiva inductiva, tanto por las cargas propiamente dichas como por las redes de distribución.

A continuación se hace una breve descripción del equipamiento, caracterizándolo de acuerdo a su consumo de potencia reactiva.

Motores

Los motores en funcionamiento normal consumen una potencia reactiva inductiva que puede variar entre 1.3 a 0.5 de la potencia activa, de acuerdo al tipo y dimensión del mismo. En el arranque el consumo es mucho más importante, llegando a valores que van entre 4 y 5 veces la potencia activa.

Iluminación

La iluminación de descarga (fluorescente) consume permanentemente hasta 2 veces más potencia reactiva inductiva que potencia activa.

Convertidores

Tienen un comportamiento similar a los convertidores usados en la transmisión de corriente continua. Varían el nivel de tensión deseado disparando un puente de tiristores, introduciendo en la red una potencia reactiva inductiva proporcional al ángulo de disparo.

Las Redes y los Transformadores

Las líneas aéreas de media y baja tensión operan generalmente por encima de su potencia natural, por lo tanto tienen un comportamiento inductivo. Los cables subterráneos tienen capacidades 20 veces superiores a una línea aérea equivalente de la misma tensión. Por ejemplo la capacidad por kilómetro de longitud es:

Línea aérea de 20 kV	1 kVAr
Cable subterráneo de 20 kV	20 kVAr

La impedancia característica (Z_c) y la potencia natural (P_n) para las líneas y los cables son:

Línea aérea de 20 kV	$Z_c = 300 \Omega$	$P_n = 1.3 \text{ MW}$
Cable subterráneo de 20 kV	$Z_c = 10 \Omega$	$P_n = 40 \text{ MW}$

En general el consumo de energía reactiva inductiva de las líneas, transformadores y cargas supera a la generación de reactivo capacitivo de líneas y cables. En las grandes redes subterráneas de cables puede ocurrir que en horarios de poco consumo de potencia activa (valle) el sistema de distribución genere reactivo capacitivo que se inyecta al sistema de AT.

Conclusiones

La compensación de esta energía reactiva produce grandes beneficios económicos y mejora notablemente la calidad del servicio. Se puede concluir enumerando una serie de ventajas desde el punto de vista técnico-económico aportadas por la compensación de la potencia reactiva de la demanda (mejorar el factor de potencia).

- Mejorar el perfil de tensión a lo largo del sistema de distribución, contribuyendo al cumplimiento de los parámetros de calidad de suministro vigentes.
- Aumentar la tensión en las cargas, con el consiguiente aumento de la energía facturada por la empresa distribuidora.
- Disminuir las pérdidas en los conductores del sistema de distribución.
- Liberar capacidad de transmisión de las líneas, cables, transformadores y alimentadores, pudiéndose aumentar la potencia activa a transmitir.
- Atrasar las inversiones de las Distribuidoras, al quedar sus equipamientos menos solicitados.

1. 13. Referencias

- [1] **IEC 61000-1-1**. "Electromagnetic Compatibility (EMC). Part 1: General. Section 1: Application and interpretation of fundamental definitions and terms". Technical Report. 1992.
- [2] Resolución ENRE 184/00, Base metodológica para el control de la Calidad del Producto Técnico.
- [3] Resolución ENRE 99/97, Base Metodológica Para el Control de la Emisión de Perturbaciones.
- [4] **IEC 61000-2-1**. "Electromagnetic Compatibility (EMC). Part 2: Environment. Section 1: Description of the environment. Electromagnetic environment for low frequency conducted disturbances and signaling in public power supply systems". Technical Report. 1990. IRAM 2491-2-1.
- [5] **IEC 60555-1**. Part 1: Definitions "Disturbances in supply systems caused by household appliances and similar electrical equipment. IRAM 2492-Parte I (1982).
- [6] **IEC 61000-3-3**. "Electromagnetic Compatibility (EMC)". Part 3. Limits – Section 3. Limitation of voltage fluctuations and flicker in low-voltage power supply systems for equipment with rated current ≤ 16 A". IRAM 2492-Parte II (1986).
- [7] **IEC 60868-0**. "Flickermeter. Part 0: Evaluation of Flicker severity". (1991).
- [8] **IEC 827**. "Guide to voltage fluctuation limits for household appliances (related to IEC publication 61000-3-3)". (1985).
- [9] **CIGRE**. "Report on the results of the international questionnaire concerning voltage disturbances". Working Group 36-05. Electra N° 99. March 1985.
- [10] **IEC 61000-2-2**. "Electromagnetic Compatibility (EMC). Part 2: Environment. Section 2: Compatibility levels for low frequency conducted disturbances and signaling in public low-voltage power supply systems". Technical Report. 1990.
- [11] **IEC 725**. "Considerations on reference impedances for use in determining the disturbance characteristics of household appliances and similar electrical equipment". (1981).
- [12] **IEC 61000-3-5**. "Electromagnetic Compatibility (EMC)". Part 3. Limits – Section 5. Limitation of voltage fluctuations and flicker in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A".
- [13] **IEEE Std. 1159-1995**. "IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality".
- [14] **ENEL/CESI**. "Compatibilità elettromagnetica in apparati impianti e sistemi elettrici". Disturbi condotti nelle reti di distribuzione pubblica". L. Lagostena, C. Mirra, C. Sani (ENEL). R. Manara (CESI). Pubblicazione CESI 87-59.
- [15] **IEC 61000-4-11**. "Electromagnetic Compatibility (EMC). Part 4: Testing and measuring techniques. Section 11: Voltage dips, short interruptions and voltage variations immunity tests". (1994).
- [16] **EDF**. "Planning and quality policies at Electricité de France". G. Laturus, A. Marty, G. Gallet, J. N. Reimeringer. Power Technology International 1994.
- [17] **CIGRE**. "Harmonics, characteristic parameters, methods of study, estimates of existing values in the network". Working Group 36-05. Electra N° 77. Julio 1981.
- [18] **IEEE Std. 519-1992**. "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems".
- [19] **IEEE Std. 587-1990**. "IEEE Guide for Surge Voltages in Low-Voltage AC Power Circuits".
- [20] **IEC 816**. "Guide on methods of measurement of short duration transients on low voltage power and signal lines". (1984).
- [21] **IEC 61000-4-15**. Electromagnetic Compatibility (EMC). Part 4: Testing and Measurement techniques. Section 15. Flickermeter. "Functional and design specifications". (1997).

2. HORNOS DE ARCO ELÉCTRICO

2. 1. Proceso de fabricación de acero

El hierro en estado puro no posee la resistencia y dureza necesarias para las aplicaciones de uso común. Sin embargo, cuando se combina con pequeñas cantidades de carbono se obtiene un metal denominado acero, cuyas propiedades varían en función de su contenido en carbono y de otros elementos en aleación, tales como el manganeso, el cromo, el silicio o el aluminio, entre otros.

El acero se puede obtener a partir de dos materias primas fundamentales:

- El arrabio, que es una aleación de hierro y carbono en estado líquido que contiene aproximadamente 95% de Fe, 4 a 5% de C y otros componentes de impurezas (azufre, fósforo, silicio, manganeso). Éste es obtenido a partir de mineral en instalaciones equipadas con un alto horno.
- Las chatarras férricas.

Dichas materias primas condicionan el proceso de fabricación. En líneas generales, para fabricar acero a partir de arrabio se utiliza el convertidor con oxígeno, mientras que partiendo de chatarra como única materia prima se utiliza exclusivamente el horno de arco eléctrico (proceso electrosiderúrgico). En la Figura 14 se ejemplifica el proceso completo de obtención de tubos de acero a partir de la materia prima.

Figura 14. Proceso completo de obtención de tubos de acero.

En el proceso de obtención de acero a través de hornos de arco eléctrico, la materia prima es la chatarra, a la que se le presta una especial atención, con el fin de obtener un elevado grado de calidad de la misma. Para ello, la chatarra es sometida a severos controles e inspecciones por parte del fabricante de acero, tanto en su lugar de origen como en el momento de la recepción del material en fábrica.

La calidad de la chatarra depende de tres factores:

- De su facilidad para ser cargada en el horno.
- De su comportamiento de fusión (densidad de la chatarra, tamaño, espesor, forma, etc.).
- De su composición, siendo fundamental la presencia de elementos residuales que sean difíciles de eliminar en el proceso del horno.

Atendiendo a su procedencia, la chatarra se puede clasificar en tres grandes grupos:

- Chatarra reciclada: formada por despuntes, rechazos, etc. originados en la propia fábrica. Se trata de una chatarra de excelente calidad.
- Chatarra de transformación: producida durante la fabricación de piezas y componentes de acero (virutas de máquinas herramientas, recortes de prensas y guillotinas, etc.).
- Chatarra de recuperación: suele ser la mayor parte de la chatarra que se emplea en la acería y procede del desguace de edificios con estructura de acero, plantas industriales, barcos, automóviles, electrodomésticos, etc.

Los controles a los que se somete la chatarra se dividen en tres niveles:

- Inspección en origen por parte de personal especializado.
- Inspección visual en el momento de la descarga en puerto para material importado.
- Control de recepción en fábrica de forma exhaustiva por unidad de transporte, con independencia de la procedencia del material (nacional o importado).

2. 1. 1. Principios básicos para la obtención del acero

La obtención del acero pasa por la eliminación de las impurezas que se encuentran en el arrabio o en las chatarras, y por el control, dentro de unos límites especificados según el tipo de acero, de los contenidos de los elementos que influyen en sus propiedades.

Las reacciones químicas que se producen durante el proceso de fabricación del acero requieren temperaturas superiores a los 1000 °C para poder eliminar las sustancias perjudiciales, bien en forma gaseosa o bien trasladándolas del baño a la escoria (residuos provenientes del arrabio y que se producen en la desulfuración mediante el agregado de cal).

En la Tabla VIII se presenta una lista de los elementos que se eliminan durante el proceso de fabricación de acero y las principales reacciones químicas intervinientes.

Tabla VIII. Elementos que se eliminan durante la fabricación de acero.

Elemento	Forma de eliminación	Reacción química
Carbono	Al combinarse con el oxígeno se quema dando lugar a CO y CO ₂ gaseoso que se elimina a través de los humos.	$2\text{C} + \text{O}_2 \rightarrow 2\text{CO}$ $2\text{CO} + \text{O}_2 \rightarrow 2\text{CO}_2$
Manganeso	Se oxida y pasa a la escoria. Combinado con sílice da lugar a silicatos.	$2\text{Mn} + \text{O}_2 \rightarrow 2\text{MnO}$ $\text{MnO} + \text{SiO}_2 \rightarrow \text{silicatos}$
Silicio	Se oxida y pasa a la escoria. Forma silicatos	$\text{Si} + \text{O}_2 \rightarrow \text{SiO}_2$ $\text{SiO}_2 + \text{óxidos} \rightarrow \text{silicatos}$
Fósforo	En una primera fase se oxida y pasa a la escoria. En presencia de carbono y altas temperaturas puede revertir al baño. Para fijarlo a la escoria se añade cal formándose fosfato de calcio.	$4\text{P} + 5\text{O}_2 \rightarrow 2\text{P}_2\text{O}_5$ $\text{P}_2\text{O}_5 + 5\text{C} \rightarrow 2\text{P} + 5\text{CO}$ $2\text{P} + 5\text{FeO} + 3\text{CaO} \rightarrow \text{P}_2\text{O}_5 \cdot 3\text{CaO} + 5\text{Fe}$
Azufre	Su eliminación debe realizarse mediante el aporte de cal, pasando a la escoria en forma de sulfuro de calcio. La presencia de manganeso favorece la desulfuración.	$\text{S} + \text{Fe} + \text{CaO} \rightarrow \text{FeO} + \text{SCa}$ $\text{S} + \text{Fe} + \text{MnO} \rightarrow \text{SMn} + \text{FeO}$ $\text{S} + \text{Fe} + \text{Mn} \rightarrow \text{SMn} + \text{Fe}$

La fabricación del acero en horno eléctrico se basa en la fusión de las chatarras por medio de una corriente eléctrica, y al afino (decarburation, desulfuración y defosforación) posterior del baño fundido.

2. 1. 2. El horno eléctrico

El horno eléctrico consiste en un gran recipiente cilíndrico de chapa gruesa (15 a 30 mm de espesor) forrado de material refractario que forma la solera que alberga el baño de acero líquido y escoria. El resto del horno está formado por paneles refrigerados por agua. La bóveda es desplazable para permitir la carga de la chatarra a través de unas cestas adecuadas. La Figura 15 muestra una fotografía de un horno de arco eléctrico.

Figura 15. Horno de arco eléctrico.

La bóveda está dotada de una serie de orificios por los que se introducen los electrodos, generalmente tres, que son gruesas barras de grafito de hasta 760 mm de diámetro. Los electrodos se desplazan de forma que se puede regular su distancia a la carga a medida que se van consumiendo.

Los electrodos están conectados a un transformador que proporciona unas condiciones de voltaje e intensidad adecuadas para hacer saltar el arco, con intensidad variable, en función de la fase de operación del horno.

Otro orificio existente en la bóveda permite la captación de humos, que son depurados convenientemente para evitar contaminar la atmósfera.

El horno va montado sobre una estructura móvil que le permite bascular para proceder a la descarga de la escoria y el vaciado del baño.

2. 1. 3. Proceso de fabricación del acero

El proceso de fabricación se divide básicamente en dos fases: la fase de fusión y la fase de afino.

Fase de fusión

Una vez introducida la chatarra en el horno y los agentes reactivos y escorificantes (principalmente cal) se desplaza la bóveda hasta cerrar el horno y se bajan los electrodos hasta la distancia apropiada, haciéndose saltar el arco hasta fundir completamente los materiales cargados. El proceso se repite hasta completar la capacidad del horno, constituyendo este acero una colada.

Fase de afino

El afino se lleva a cabo en dos etapas. La primera en el propio horno y la segunda en un horno cuchara.

En el primer afino se analiza la composición del baño fundido y se procede a la eliminación de impurezas y elementos indeseables (silicio, manganeso, fósforo, etc.) y realizar un primer ajuste de la composición química por medio de la adición de ferroaleaciones que contienen los elementos necesarios (cromo, níquel, molibdeno, vanadio, titanio, etc.).

El acero obtenido se vacía en una cuchara de colada (ver Figura 16), revestida de material refractario, que hace la función de cuba de un segundo horno de afino en el que termina de ajustarse la composición del acero y de dársele la temperatura adecuada para la siguiente fase del proceso.

Figura 16. Horno de afino.

El control del proceso

Para obtener un acero de calidad el proceso debe controlarse en todas sus fases empezando, como ya se ha comentado, por un estricto control de las materias primas cargadas en el horno.

Durante el proceso se toman varias muestras del baño y de las escorias para comprobar la marcha del afino y poder ir ajustando la composición del acero. Para ello se utilizan técnicas instrumentales de análisis (espectrómetros) que permiten obtener resultados en un corto espacio de tiempo, haciendo posible un control a tiempo real y la adopción de las correcciones precisas de forma casi instantánea, lográndose así la composición química deseada.

Los dos elementos que más pueden influir en las características y propiedades del acero obtenido, el carbono y el azufre, se controlan de forma adicional mediante un aparato de combustión. Pero además de la composición del baño y de la escoria, se controla de forma rigurosa la temperatura del baño, pues es la que determina las condiciones y la velocidad a la que se producen las distintas reacciones químicas durante el afino.

2. 1. 4. La colada continua

Finalizado el afino la cuchara de colada se lleva hasta la batea receptora de la colada continua donde vacía su contenido en una artesa receptora dispuesta al efecto.

La colada continua (ver Figura 17) es un procedimiento siderúrgico en el que el acero se vierte directamente en un molde de fondo desplazable, cuya sección transversal tiene la forma geométrica del semiproducto que se desea fabricar; en este caso la palanquilla.

Figura 17. Fotografía de la colada continua.

La batea receptora, o repartidor, tiene un orificio de fondo, o buza, por el que distribuye el acero líquido en varias líneas de colada, cada una de las cuales dispone de su lingotera o molde, generalmente de cobre y con paredes huecas para permitir su refrigeración con agua, que sirve para dar forma al producto. Durante el proceso la lingotera se mueve alternativamente hacia arriba y hacia abajo, con el fin de despegar la costra sólida que se va formando durante el enfriamiento.

Posteriormente se aplica un sistema de enfriamiento controlado por medio de duchas de agua fría primero, y al aire después, cortándose el semiproducto en las longitudes deseadas mediante sopletes que se desplazan durante el corte.

En todo momento el semiproducto se encuentra en movimiento continuo gracias a los rodillos de arrastre dispuestos a lo largo de todo el sistema.

Finalmente, se identifican todas las palanquillas con el número de referencia de la colada a la que pertenecen, como parte del sistema implantado para determinar la trazabilidad del producto, vigilándose la cuadratura de su sección, la sanidad interna, la ausencia de defectos externos y la longitud obtenida.

2. 1. 5. La laminación

Las palanquillas no son utilizables directamente, debiendo transformarse en productos comerciales por medio de la laminación o forja en caliente.

De forma simple, podríamos describir la laminación como un proceso en el que se hace pasar al semiproducto (palanquilla) entre dos rodillos o cilindros, que giran a la misma velocidad y en sentidos contrarios, reduciendo su sección transversal gracias a la presión ejercida por éstos. En este proceso se aprovecha la ductilidad del acero, es decir, su capacidad de deformarse, tanto mayor cuanto mayor es su temperatura. De ahí que la laminación en caliente se realiza a temperaturas comprendidas entre 1250 °C, al inicio del proceso, y 800 °C al final del mismo.

La laminación sólo permite obtener productos de sección constante, como es el caso de las barras corrugadas.

2.1.5.1 El horno de recalentamiento

El proceso comienza elevando la temperatura de las palanquillas hasta un valor óptimo para ser introducidas en el tren de laminación. Generalmente estos hornos son de gas y en ellos se distinguen tres zonas: de precalentamiento, de calentamiento y de homogeneización. El paso de las palanquillas de una zona a otra se realiza por medio de distintos dispositivos de avance. Este recalentamiento produce una oxidación superficial violenta y escamas que deben ser totalmente eliminadas.

2.1.5.2 El tren de laminación

Alcanzada la temperatura deseada en toda la masa de la palanquilla, ésta es conducida a través de un camino de rodillos hasta el tren de laminación (ver Figura 18).

El tren de laminación está formado, como se ha indicado, por parejas de cilindros que van reduciendo la sección de la palanquilla. Primero de la forma cuadrada a forma de óvalo, y después de forma de óvalo a forma redonda. A medida que disminuye la sección, aumenta la longitud del producto transformado y, por tanto, la velocidad de laminación. El tren se controla de forma automática, de forma que la velocidad de las distintas cajas que lo componen va aumentando en la misma proporción en la que se redujo la sección en la anterior.

Figura 18. Fotografía del tren de laminación.

El tren de laminación se divide en tres partes:

- Tren de desbaste: donde la palanquilla sufre una primera pasada muy ligera para romper y eliminar la posible capa de cascarilla formada durante su permanencia en el horno.
- Tren intermedio: formado por distintas cajas en las que se va conformando por medio de sucesivas pasadas la sección.
- Tren acabador: donde el producto experimenta su última pasada y obtiene su geometría de corrugado.

Las barras ya laminadas se depositan en una gran placa o lecho de enfriamiento, de donde es trasladado a las líneas de corte a medida y empaquetado, de donde pasa a la zona de almacenamiento y expedición (ver Figura 19).

Figura 19. Almacenamiento de barras laminadas.

En el caso de la laminación de bobinas, éstas salen del tren acabador en forma de espira, siendo transportados por una cinta enfriadora, desde la que van siendo depositadas en un huso, donde se compacta y se ata para su expedición, o bien se lleva a una zona de encarretado, donde se forman bobinas en carrete.

Durante la laminación se controlan los distintos parámetros que determinarán la calidad del producto final: la temperatura inicial de las palanquillas, el grado de deformación de cada pasada —para evitar que una deformación excesiva de lugar a roturas o agrietamientos del material—, así como el grado de reducción final, que define el grado de forja, y sobre todo el sistema de enfriamiento controlado.

Del producto final se toman las muestras necesarias para ser sometidas a los ensayos de caracterización mecánica (tracción, doblado-desdoblado, fatiga y carga cíclica) y geométrica que les son de aplicación en función de las especificaciones establecidas por la norma conforme a la que ha sido fabricado.

2. 2. Descripción de la operación del horno de arco eléctrico (EAF)

Una de las cargas perturbadoras más importantes conectadas a un sistema eléctrico son los hornos de arco eléctrico. La capacidad mundial de hornos de arco eléctrico se ha incrementado notablemente en los últimos años. Entre 1975 y 1981, en Estados Unidos la capacidad instalada de hornos de arco eléctrico se incrementó en 15 mil millones de toneladas, llevando la producción de acero con hornos de arco eléctrico a 1/3 de la producción total de ese país.

Antes de 1980, las plantas productoras de acero consistían en grupos de hornos de 40 a 50 toneladas de capacidad por colada y portes de 30 a 40 MVA. Desde 1980, la tendencia se ha movido hacia los hornos de arco eléctrico de 120 a 140 toneladas de producción de acero por colada y portes de 100 a 120 MVA.

Simultáneamente, existió un gran incremento de la cantidad de ciclos diarios o “cestas”, pasándose de 8-10 a 18-24 ciclos diarios. Esto fue debido principalmente a la práctica de realizar el proceso de refinado o afino en hornos secundarios para completar el proceso de fundición. Esta tendencia continuó en la década de 1990, pero ahora con hornos de arco eléctrico de portes de 140 a 200 MVA.

Sin embargo, la potencia de cortocircuito de los sistemas de potencia en los puntos de conexión de los hornos de arco eléctrico no se incrementó en forma proporcional al aumento del porte de los hornos. Esta situación ha hecho que las perturbaciones de fluctuaciones de tensión y flicker en las instalaciones con hornos de arco eléctrico sean un gran problema para las compañías proveedoras de energía eléctrica [1].

Estas estadísticas revelan la importancia del horno de arco eléctrico como productor de acero y como carga perturbadora en los sistemas eléctricos. En la Figura 20 se muestra una foto de un horno de arco eléctrico de 50 MVA.

Figura 20. Fotografía de un horno de arco eléctrico de 50 MVA.

El horno de arco eléctrico consiste en un crisol o cuerpo de placa de acero forrado con material refractario, como se muestra en la Figura 21 . Su bóveda esta forrada de material refractario y es

sostenida por un cincho de acero, por lo regular enfriado con agua. Los hornos de arco eléctrico funcionan con tres electrodos de grafito, que pueden llegar a tener 760 mm de diámetro y una longitud de hasta 12m. Estos electrodos son sostenidos por un soporte móvil, lo que permite que sean bajados e izados para controlar el arco eléctrico. La carga se deposita por medio de un puente grúa, separando previamente los electrodos y la bóveda dejando descubierto el crisol [2].

Para minimizar las pérdidas de energía, la fundición debe completarse lo más rápido posible. Cada vez que se detiene el proceso, como ser cuando se agrega una nueva carga, se pierde calor y por lo tanto se extiende el tiempo de obtención del producto.

Figura 21. Diagrama en corte de un horno de arco eléctrico.

El horno de arco eléctrico se carga con chatarra de acero. Si la carga de chatarra es muy baja en contenido de carbono, para aumentar su nivel se agrega coque (el cual es casi puro carbono) o desechos de electrodos de carbono.

Luego que el horno se encuentra cargado con chatarra, el proceso de fundición comienza bajando los electrodos hasta establecer arcos eléctricos con la chatarra metálica. El calor generado por los tres arcos eléctricos provee la energía necesaria para la fundición del metal. Debido a que no se emplea combustible, no se introduce ningún tipo de impurezas y el resultado es un acero más puro.

Cuando la carga se ha derretido completamente, se agregan dentro del horno cantidades medidas de los elementos de aleación requeridos. La masa fundida resultante se calienta, permitiendo que se quemen las impurezas y que los elementos de aleación se mezclen completamente. Para acelerar la remoción del carbono, se introduce oxígeno gaseoso generalmente en forma directa dentro del acero fundido por medio de un tubo o lanza, como se observa en la Figura 22. El oxígeno quema el exceso de carbono y algunas de las impurezas, mientras otras se desprenden como escoria por la acción de varios fundentes. Cuando la composición química de la masa fundida cumple con las especificaciones, el horno se inclina para verter el acero fundido dentro de una olla de colada, según se ilustra en la Figura 23.

Figura 22. Inyección de oxígeno gaseoso en el horno de arco eléctrico.

Figura 23. Vertido del acero fundido al final de la colada.

Los hornos de arco eléctrico son los más utilizados en industrias de tamaño mediano y pequeño, en donde la producción del acero es para un fin determinado, como varillas corrugadas, aleaciones especiales y herramientas de alta calidad, de resistencia a la temperatura o inoxidable.

Existen hornos de arco eléctrico que pueden contener hasta 270 toneladas de material fundido. Para fundir 115 toneladas se requieren aproximadamente tres horas y 50 MWh de energía. La mayoría de los hornos operan a una tensión entre 500 y 900 V y la corriente eléctrica puede llegar a ser de 100 kA.

Existen diferentes fases en la operación de los hornos de arco eléctrico. En términos de flicker, cada fase presenta un impacto diferente sobre el sistema de potencia. Las fases son:

- Arranque
- Fundición
- Afino

Desde el punto de vista del flicker, los períodos más críticos son el Arranque y luego la Fundición, que ocurren cada vez que se adiciona una nueva cesta de chatarra. Estos períodos están caracterizados por grandes variaciones aleatorias en la potencia reactiva absorbida desde el sistema por el horno de arco. El período de afino es menos crítico en este sentido ya que actualmente este proceso es ejecutado por equipamientos metalúrgicos secundarios y no por el propio horno en sí mismo.

Debido a las variaciones aleatorias de la longitud de los arcos eléctricos existen variaciones aleatorias en la corriente tomada por el horno, lo que causa variaciones de tensión proporcionales a la impedancia del sistema aguas arriba del horno. Dependiendo del estado de operación, la carga que presenta el horno de arco puede variar entre un circuito abierto a un cortocircuito trifásico.

Por otra parte, las variaciones de tensión en un sistema de potencia deben ser controladas dentro de determinados niveles para reducir su impacto en los usuarios. Las variaciones de tensión provocadas por el horno de arco eléctrico, producen variaciones en la intensidad de la luz emitida por las lámparas, particularmente las incandescentes. Este fenómeno, conocido como parpadeo o “flicker”, causa irritación de la vista y dolores de cabeza en los seres humanos expuestos al mismo.

Además, la potencia consumida por el horno es muy sensible a las variaciones de tensión. Por lo tanto la operación estable de un horno de arco eléctrico requiere un nivel constante y estable de la tensión de alimentación. La estabilización de la tensión puede mejorar notablemente la operación del horno de arco. Esta mejora se produce por el incremento de la potencia máxima y, por lo tanto, por el aumento en la velocidad de la producción de acero.

La estabilización de la tensión también produce una mejora sobre la red, pues permite que el horno opere a la máxima potencia pero con un arco eléctrico más corto, lo que reduce las fluctuaciones de tensión y, por ende, el flicker.

Para lograr una operación estable del horno de arco, el factor de potencia del horno debe ser mantenido entre 0.7 y 0.8, es decir la potencia reactiva manejada por el horno de arco debe ser muy similar a la potencia activa.

La potencia reactiva del horno de arco tendrá un efecto importante en la tensión de alimentación, y provocará una caída de tensión en el primario del transformador alimentador del horno. La caída de tensión en el primario del transformador trae como consecuencia una menor potencia disponible para fundir la chatarra.

Dada la naturaleza errática del arco eléctrico, es esencial la presencia de un compensador estático tipo SVC o STATCOM, capaz de mantener el factor de potencia relativamente constante, y por lo tanto estabilizar la tensión de la red durante la obtención del producto completo. Como consecuencia de la estabilidad de la tensión, la potencia disponible para fundir la chatarra será mayor durante el proceso completo de obtención de producto y el horno operará de manera más eficiente. Con la tensión de red estabilizada por un STATCOM o un SVC, se reduce el tiempo de funcionamiento del horno y como consecuencia se logra un ahorro de energía.

2. 3. El horno de arco como carga eléctrica

Para apreciar los beneficios de la estabilización de la tensión, es necesario analizar las características de operación de los hornos de arco eléctrico. En la Figura 24(a) se muestra con mayor detalle el esquema unifilar simplificado de alimentación de un horno eléctrico, mientras que en la Figura 24(b) se reduce este esquema y se representa el arco como una resistencia variable [1]. A pesar que este circuito equivalente es una simplificación del horno de arco real, proporciona resultados muy próximos a los reales, como se demostrará en el capítulo destinado al análisis de las mediciones y ensayos realizados en una acería.

Figura 24. Obtención de un circuito monofásico para estimar las características de operación del horno de arco eléctrico.

Se pueden despreciar todas las resistencias excepto la del arco. La reactancia total $X = X_1 + X_2$ es la suma de todas las reactancias en serie con el arco, e incluye: las reactancias de las puntas flexibles más la reactancia del soporte metálico de los electrodos más la reactancia de los electrodos (X_e), la reactancia longitudinal del transformador alimentador del horno (X_f), la reactancia longitudinal del transformador principal de la instalación (X_t) y la reactancia de cortocircuito del sistema de potencia (X_s). Todas las reactancias se encuentran referidas al secundario del transformador del horno de arco.

La reactancia de cortocircuito del sistema de potencia es del orden del 15 al 20 % de la reactancia total, mientras que las puntas flexibles pueden llegar a ser el 70 % del total. La tensión E es la tensión a circuito abierto en el secundario del transformador que junto con X definen el equivalente de Thévenin de la alimentación al horno de arco. La operación del horno de arco se trata como si las corrientes del horno fueran balanceadas y sinusoidales.

El control del arco eléctrico es por movimiento vertical de los electrodos de grafito (acción que controla la longitud de los arcos y por lo tanto su tensión) y por la modificación de la posición del regulador bajo carga del transformador del horno (acción que varía la tensión E).

En un circuito como el de la Figura 24(b), la potencia que puede entregarse a la carga a medida que R varía esta limitada a un valor máximo dado por:

$$P_{\max} = \frac{E^2}{2X} \text{ por fase} \quad (2.1)$$

El valor de R en la condición de máxima potencia es:

$$R_{p\max} = X \quad (2.2)$$

El módulo de la corriente correspondiente a la máxima potencia es:

$$I_{p\max} = \frac{E}{\sqrt{2}X} \quad (2.3)$$

En esta condición, el módulo de la caída de tensión en el arco es igual al módulo de la caída de tensión en la reactancia X , siendo ambos iguales a $\frac{E}{\sqrt{2}}$.

En la Figura 25 (a) y la Figura 25 (b) se observa la variación de la potencia activa (P) y la potencia reactiva (Q) cuando varía la resistencia del arco R . Estas curvas se conocen como “Características de Operación” del horno.

El horno de arco considerado es de 60 MW, E es igual a 700 V (línea a línea), y X es igual a 4.04 mΩ, de los cuales el 80 % está aguas abajo del primario del horno de arco y el 20 % aguas arriba, dando $X_1 = 0.81$ mΩ y $X_2 = 3.23$ mΩ. El primario del transformador del horno de arco es el punto usual de medición y es además donde se conectan normalmente los compensadores de potencia reactiva.

En estos diagramas se observa que pequeñas variaciones de la potencia activa, causan grandes variaciones de la potencia reactiva, lo que representa la causa principal del flicker.

Figura 25 (a) Curva característica de operación del horno de arco eléctrico.
(b) Variación de la potencia activa en función de la potencia reactiva.

2. 4. Elección del Punto de Operación e importancia de la reactancia de la red

La estabilidad satisfactoria del arco se logra en el punto de máxima potencia. Como se observa en la Figura 25, una corriente menor que I_{pmax} , ver (2.3), proporciona un factor de potencia mayor pero con un arco menos estable y menor potencia. Por otra parte, una corriente mayor proporciona un factor de potencia más bajo y una menor potencia, implicando una utilización antieconómica del horno de arco. De este simple análisis surge que es deseable operar el horno en las cercanías del punto de máxima potencia. Sin embargo, la libertad de operar en este punto está limitada por el desgaste de la capa refractaria de los muros. El costo de mantenimiento de los muros es un porcentaje significativo del costo de producción de acero, y por lo tanto es importante entender la relación entre el desgaste, el punto de operación y la potencia de operación.

El desgaste de la capa refractaria es aproximadamente proporcional a la longitud del arco. La longitud del arco depende casi exclusivamente de la tensión del arco, siendo prácticamente independiente de la corriente. La tensión del arco es:

$$V_{arco} = k l_{arco} + 40 V_{rms} \quad (2.4)$$

Donde $k = 11.5 \text{ V/cm}$ es una constante característica del arco y l_{arco} es la longitud del arco eléctrico.

En el punto de máxima potencia resulta:

$$V_{arco} = \frac{E}{\sqrt{2}}$$

Que utilizando la ecuación (2.1) puede escribirse como:

$$V_{arco} = \sqrt{P_{max} X} \quad (2.5)$$

Luego, para una dada longitud de arco máxima (es decir para una dada tensión máxima) y una potencia máxima deseada P_{max} , la reactancia X no debe exceder el valor:

$$X = \frac{V_{arco(max)}^2}{P_{max}} \quad (2.6)$$

Si la reactancia X excede este valor, el horno debe ser operado a una corriente más alta, es decir en un punto de operación a la derecha del punto de máxima potencia (ver Figura 25(a)), para limitar la longitud del arco. Esta solución es bastante común en la práctica, sin embargo la potencia y el factor de potencia se ven reducidos.

Por el contrario, para mantener el valor de P_{max} constante cuando se reduce en una dada cantidad la reactancia X por debajo del valor estipulado en la ecuación (2.6), la tensión E se debe reducir con la raíz cuadrada de dicha cantidad. Se obtiene entonces que la operación a la misma potencia máxima puede lograrse con una longitud de arco reducida, y por lo tanto con un menor desgaste de la capa refractaria.

Como conclusión, para lograr que la potencia consumida sea igual a la potencia máxima con una aceptable longitud de arco se debe mantener la reactancia total X tan baja como sea posible.

El grado de reducción de la reactancia X está limitado por factores prácticos, económicos y por el control que pueda tener el diseñador del horno de la reactancia aguas arriba de la acería. En muchos

casos, la reducción de la reactancia se logra reforzando la alimentación de la acería, es decir, conectando el horno a un nivel de tensión superior con mayor potencia de cortocircuito. A pesar de que la razón primaria de esta acción es la de reducir el flicker, también trae beneficios al horno de arco eléctrico, como es el menor desgaste de la capa refractaria (menor longitud de arco eléctrico).

2. 5. Beneficios de la compensación de la tensión [3]

2. 5. 1. Aumento de la producción por estabilidad de la tensión.

La potencia activa vista desde el primario del transformador del horno de arco puede expresarse como:

$$P = \sqrt{S^2 - Q^2} \quad (2.7)$$

Donde S es la potencia aparente y Q es la potencia reactiva.

La potencia aparente es equivalente a:

$$S = \sqrt{3} \cdot U \cdot I \quad (2.8)$$

Donde U es la tensión de línea en el punto de conexión del horno de arco, e I es la corriente del horno. La potencia reactiva es equivalente a:

$$Q = 3 \cdot I^2 \cdot X \quad (2.9)$$

Donde X es la reactancia equivalente, incluyendo el transformador del horno. La potencia activa puede expresarse entonces como:

$$P = \sqrt{S^2 - Q^2} = \sqrt{(\sqrt{3} \cdot U \cdot I)^2 - (3 \cdot I^2 \cdot X)^2} = 3 \cdot I^2 \cdot \sqrt{\left(\frac{U}{\sqrt{3} \cdot I}\right)^2 - X^2} \quad (2.10)$$

Para una dada corriente y de acuerdo con la ecuación presentada, la potencia activa aumentará cuando aumente la tensión de entrada. Es importante tener en cuenta que para mantener la eficiencia del horno y la estabilidad del arco el factor de potencia debe tomar valores entre 0.7 y 0.8. El factor de potencia puede expresarse como:

$$\cos \varphi = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad (2.11)$$

Esta fórmula muestra que si se aumenta la potencia activa, la potencia reactiva debe aumentarse para mantener el factor de potencia constante. Esto lleva a un incremento de la potencia aparente total por una doble vía, por el aumento de la potencia activa y por el igual aumento de la potencia reactiva para mantener el factor de potencia constante.

Queda claro que el aumento de la tensión se traduce en un aumento de la potencia activa consumida por el horno y, por ende, en un aumento de la producción de acero del horno, como se verá en el punto siguiente.

Mediante la estabilización de la tensión pueden lograrse aumentos significativos del valor medio de la misma, con el consecuente aumento de potencia activa del horno.

La estabilización de la tensión puede obtenerse de dos formas distintas, por el aumento de la potencia de cortocircuito del suministro eléctrico o por el uso de equipamiento de compensación de potencia

reactiva. En el primer caso, la estabilización de la tensión se logra por reducción de las caídas de tensión en la impedancia de la red. En el segundo caso la estabilidad de la tensión se logra por la compensación de las caídas de tensión sobre los elementos reactivos de la red.

Para ejemplificar los beneficios de la estabilidad de tensión, en la Figura 26 y la Figura 27 se muestra la medición de las potencias activa y reactiva durante la colada completa de un horno de arco, con y sin la presencia de un compensador de flicker tipo STATCOM.

Figura 26. Potencias activa y reactiva con el STATCOM en servicio [3].

Figura 27. Potencias activa y reactiva con el STATCOM fuera de servicio [3].

Para este horno de arco en particular, el tiempo de la colada completa es de 70 minutos sin STATCOM y de 58 minutos con el STATCOM en operación.

Dado el incremento de potencia activa, el tiempo de funcionamiento del horno de arco se ve acortado. En la práctica, el tiempo de la colada puede ser calculado por medio de la siguiente ecuación:

$$t_m = \frac{m_{liq}}{\eta_{scr}} \cdot \frac{W \cdot 60 \cdot 10^{-3}}{P \cdot f_{util}} \quad (2.12)$$

Donde:

t_m = Duración de la colada.

m_{liq} = Peso del metal líquido.

η_{scr} = Relación entre el metal líquido y la chatarra.

W = Consumo de Energía.

P = Potencia activa.

F_{util} = Factor de utilización de la potencia (P_{media}/P_{max}).

2. 5. 2. Ahorro de Energía

Dado el acortamiento del tiempo de operación del horno y de la estabilización del arco eléctrico, las pérdidas en el horno, así como en los sistemas auxiliares (ventiladores, bombas, etc.) se verán reducidas, lo que trae como consecuencia un ahorro de energía. Para el ejemplo indicado en las figuras 20 y 21, el ahorro máximo de energía esperado es de 20 KWh/ton (ton = tonelada de acero producido).

2. 5. 3. Ahorro de Electrodo

Debido a la disminución del tiempo de funcionamiento del horno de arco, el consumo de electrodos disminuirá consecuentemente. El consumo de los electrodos de grafito es el resultado de la oxidación y el desgaste de la punta. Típicamente, el consumo de grafito en un horno de arco moderno es alrededor de 2.5 a 4.0 Kg/ton (ton = tonelada de acero producido). La oxidación es función principalmente del tiempo de funcionamiento del horno de arco.

El desgaste de la punta del electrodo es función de la corriente por el electrodo. Con un compensador de flicker tipo STATCOM, la tensión del arco se estabiliza y se mantiene en un nivel más alto. Para la misma potencia de entrada, el incremento del nivel de la tensión da como resultado un decremento de la corriente por el electrodo.

2. 6. Métodos de Compensación de flicker

2. 6. 1. Métodos clásicos de compensación

Las posibles técnicas de mitigación adoptadas para reducir el flicker se detallan a continuación [3]:

- El aumento de la potencia de cortocircuito del sistema en el punto de conexión, transfiriendo la conexión del horno de arco eléctrico a un nivel de tensión más alto. Si esta solución es técnicamente posible, permite reducir drásticamente el nivel de perturbaciones pero requiere de una inversión económica muy importante.
- La instalación de compensadores sincrónicos para aumentar la potencia de cortocircuito no es de consideración hoy en día debido al nivel de inversión, a la lentitud de respuesta y a los requerimientos de mantenimiento.
- Las mejoras en el proceso metalúrgico utilizando chatarra metálica de tamaño controlado para reducir las variaciones en las longitudes del arco eléctrico en los períodos de Arranque y Fundición y por lo tanto reducir las variaciones de corriente del horno. A pesar de que se han realizado múltiples pruebas en este sentido, los resultados no han demostrado efectos significantes en la reducción del flicker.

- La adopción de equipamiento de compensación de reactivo.

Dentro de los equipamientos de compensación de reactivo, el siguiente es un resumen de las distintas alternativas utilizadas hasta la actualidad.

- **Filtros Pasivos:** Estos filtros están compuestos por resistores, inductores y capacitores en determinadas configuraciones, con el fin de mejorar el factor de potencia y reducir las armónicas. Son esencialmente inefectivos contra el flicker debido a su naturaleza pasiva (sin dinámica) y por su potencia reactiva variable con el cuadrado de la tensión. Bajo ciertas condiciones de operación tienden a producir resonancias en frecuencias específicas y pueden incrementar el nivel de flicker.
- **Static Var Compensator (SVC):** Este es el método más común de reducción de flicker utilizado hasta la actualidad. En una instalación típica se combina un reactor shunt conmutado por tiristores (TCR) en paralelo con filtros pasivos. El porte del SVC es aproximadamente igual al del horno de arco, y el factor de reducción de flicker máximo alcanzable (expresado como la relación de los valores de P_{st} sin y con compensador) es siempre inferior a 2. Las limitaciones de los SVC para lograr valores de reducción de flicker más altos son debidos al retardo inherente del TCR y a las interacciones dinámicas entre los filtros pasivos del SVC y la red de alimentación. Una fórmula para estimar el factor de reducción de flicker (FR_{SVC}) alcanzable por un SVC es:

$$FR_{SVC} = 1 + 0.75 \left(\frac{S_{SVC}}{S_f} \right) \quad (2.13)$$

Donde:

S_{SVC} es el porte del SVC (TCR) en MVA.

S_f es la potencia del horno de arco eléctrico.

Esta fórmula sólo es aplicable hasta un factor de reducción de flicker máximo de 2, lo que representa el límite alcanzable con un compensador de flicker tipo SVC.

- **Reactor Serie:** El reactor serie, de reactancia fija o variable por pasos obtenida por un cambiador de taps, se coloca en serie con el bobinado primario del transformador del horno de arco. La inserción de ese dispositivo aumenta la reactancia de la alimentación del horno para que sea igual a la resistencia equivalente, logrando así la máxima transferencia de potencia. Para no reducir la potencia consumida por el horno se requerirá aumentar la tensión.

Asimismo, el uso del cambiador bajo carga del reactor serie permite la optimización de la reactancia en combinación con el proceso metalúrgico, adoptando valores altos sólo en los períodos críticos cuando la chatarra está sólida.

Sin embargo, la inclusión del reactor serie causa la operación del horno con un factor de potencia más bajo, absorbiendo mayor potencia reactiva, lo que requiere un aumento del porte del transformador. En lo que concierne a la reducción del flicker, la primera impresión es que representa una mejoría ya que el aumento de reactancia hace que la potencia de cortocircuito en bornes del horno respecto a la potencia de cortocircuito del sistema sea menor. Sin embargo, para mantener la productividad del horno de arco es necesario aumentar la tensión en el secundario del transformador del horno. Esto hace que la potencia de cortocircuito de alimentación del horno quede prácticamente inalterada y por lo tanto el nivel de flicker no tendrá reducciones sustanciales.

- **Reactor Serie Controlado por Tiristor:** Este método utiliza un reactor serie con un tiristor conectado en paralelo. La operación del horno de arco puede mejorarse con el control del ángulo de disparo del tiristor, insertando sólo la proporción necesaria del reactor serie para la condición particular de operación del horno de arco. De esta forma, pueden reducirse las variaciones de potencia reactiva y balancearse las corrientes del horno de arco, resultando en una mejor estabilidad del arco y una menor sollicitación mecánica en el horno. Respecto del flicker, los resultados obtenidos son similares a aquellos correspondientes a un reactor serie convencional.
- **Reactor Serie saturable:** Este método consiste en la inserción de un reactor saturable cuya reactancia puede variar rápidamente variando su nivel de saturación. Dicho reactor se inserta en serie con el bobinado primario del transformador del horno. El nivel de saturación es controlado de forma tal de mantener constante la corriente que toma el horno de arco y reducir así las variaciones de potencia reactiva, y por ende reducir el flicker.
- **Combinación de un reactor serie y un SVC:** Esta combinación tiene las ventajas individuales de los dos métodos y puede ser atractiva para aplicaciones donde el horno de arco se conecta a una red relativamente débil.

2. 6. 2. Nuevos métodos de compensación: STATCOM

Se describen a continuación los diversos factores que favorecen la utilización de un dispositivo tipo STATCOM para la reducción del flicker en hornos de arco eléctrico [3].

- Debido a su rápida velocidad de respuesta, el STATCOM es capaz de reducir el flicker en mayor cantidad que un SVC del mismo porte. Mientras que en un SVC el factor de reducción de flicker esta limitado a un valor máximo de 2, en un STATCOM del mismo porte se alcanza un factor de reducción de flicker de al menos 3. Es posible además obtener mayores valores de reducción de flicker incrementando el porte del STATCOM, lo que no es posible con un SVC.
- Debido a su característica inherente de comportarse como fuente de tensión sincrónica, el STATCOM aumenta la potencia de cortocircuito en el punto de conexión y por lo tanto reduce las fluctuaciones de tensión en dicho punto.
- La tendencia a utilizar hornos de arco de gran potencia no suele estar acompañada por el correspondiente incremento en la potencia de cortocircuito del sistema eléctrico al cual se conecta el horno. Esta circunstancia incrementa el impacto del horno de arco en la red y en los usuarios vecinos. En muchas aplicaciones con hornos de arco de gran porte, el factor de reducción de flicker del orden de 2 obtenible con los SVC resulta insuficiente. Esto impone la necesidad del uso de dispositivos de compensación que puedan obtener un elevado factor de reducción de flicker.
- El STATCOM ofrece como ventajas adicionales una menor generación de armónicas y un menor tamaño de la instalación eléctrica.

2. 7. Referencias

- [1] **Reactive Power Control In Electric Systems.** Timothy J. E. Miller. John Wiley & Sons, Inc. 1982. ISBN 0-471-86933-3.
- [2] **"Development of a model for predicting flicker from electric arc furnaces".** G. Manchur and C. C. Erven. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol 7, No. 1, January 1992.

- [3] **Static Synchronous Compensator (STATCOM) for Arc Furnace and Flicker Compensation.** WG B4. 19. CIGRE Publication. December 2003.
- [4] **IEEE Std. 519-1992.** Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems.

3. TEORÍA DE COMPENSACIÓN DE LA CARGA

3. 1. Introducción

En un sistema de potencia ideal, la tensión y la frecuencia en cada punto de suministro deberían ser constantes y libres de armónicas y el factor de potencia debería ser unitario. En particular estos parámetros deberían ser independientes del porte y las características de la carga. En un sistema ideal, cada carga puede ser diseñada para un óptimo desempeño con una dada tensión de alimentación, en lugar de lo que ocurre en un sistema real donde el diseño se realiza para un desempeño adecuado sobre un determinado rango de variación de la tensión. Más allá de eso, no debería haber interferencia entre diferentes cargas como resultado de la variación de las corrientes tomadas por cada una de ellas [1].

Se puede formar una idea acerca de la calidad del servicio en un punto de suministro según que cerca estén la tensión y la frecuencia respecto de sus valores nominales, y cuan cerca de la unidad esté el factor de potencia. En los sistemas trifásicos debe ser incluido como noción de calidad de servicio el grado de balance de las tensiones y de las corrientes de fase. La definición de Calidad de Servicio en términos numéricos debe especificar cantidades como la máxima fluctuación en el valor eficaz de la tensión promediada en un determinado intervalo de tiempo. Las especificaciones de este tipo pueden hacerse más precisas a través del uso de conceptos estadísticos, que pueden ser de gran ayuda en aquellos problemas especiales en los cuales las fluctuaciones de tensión pueden producirse muy rápidamente (por ejemplo en el punto de alimentación de los hornos de arco eléctrico).

En esta sección se identificarán algunas características del sistema de potencia y de la carga que pueden deteriorar la calidad de servicio, concentrando la atención en aquellos que pueden ser corregidos por compensación de la apropiada cantidad de potencia reactiva. El estudio de cómo la calidad de la onda puede ser degradada por este tipo de cargas lleva a la definición del compensador ideal. Se analizan brevemente los tipos de carga que requieren compensación y posteriormente se desarrolla la teoría de compensación para condiciones de estado estacionario o lentamente variable.

3. 2. Objetivos en la compensación de la carga

La **compensación de carga** [1] consiste en disminuir la potencia reactiva de una carga y, entonces, mejorar la calidad de la tensión en los sistemas de potencia. Esta reducción se logra con la conexión sobre la carga de un equipamiento adecuado a tal fin.

Algunos de los objetivos de la compensación de carga difieren sustancialmente de aquellos que se deben lograr en la compensación de las redes de transmisión. Asimismo, las técnicas utilizadas también difieren.

En la compensación de la carga existen tres objetivos principales:

- 1) La corrección del factor de potencia.
- 2) La mejora de la regulación de tensión. Se entiende por regulación de tensión a la capacidad de mantener la tensión frente a variaciones del consumo de una carga.
- 3) El balance de la carga.

El factor de potencia unitario y el balance de carga son deseables hasta en aquellos casos en que la tensión de alimentación es “robusta”, es decir virtualmente constante e independiente de la carga.

La **corrección del factor de potencia** usualmente significa el suministro de potencia reactiva lo más cerca posible de la carga que la requiera, en lugar de proveerla desde un lugar lejano del sistema eléctrico. Muchas de las cargas industriales tienen factor de potencia en atraso, esto es, potencia reactiva inductiva. La corriente de la carga tiende a ser mayor de lo que se necesita para suministrar la potencia activa por sí sola. Sólo la potencia activa es útil para la conversión de energía y el exceso de corriente de carga representa un gasto para el usuario, que tiene que pagar no sólo por el exceso de capacidad de transporte de energía que utiliza, sino también por el exceso de pérdidas por efecto Joule producidas en el sistema de transporte.

Las compañías de transmisión y distribución tienen buenas razones para no transmitir la potencia reactiva desde los generadores hasta las cargas: sus redes de transmisión y distribución no pueden ser utilizadas en su máxima eficiencia, y el control de la tensión en el sistema resulta más difícil.

En algunos países las tarifas para los usuarios industriales, y también para los residenciales y comerciales, penalizan el bajo factor de potencia. Esta situación, entre otras, ha llevado a un extenso desarrollo de la corrección del factor de potencia.

La necesidad de **regular la tensión** es un aspecto importante, y en algunos casos crítico, en presencia de cargas que varían su demanda de potencia reactiva. Todas los tipos de cargas varían su demanda de potencia reactiva, aunque con muy distintos rangos y velocidades de variación. En todos los casos la variación en la demanda de potencia reactiva causa variación en la tensión del punto de acoplamiento común (PCC), lo que puede interferir con la operación eficiente de todas las cargas conectadas a ese punto y dando lugar a la interferencia entre cargas pertenecientes a diferentes usuarios.

Para protegerse de este inconveniente, la tensión de alimentación se acota dentro de bandas bien definidas según reglamentaciones. Estos límites pueden variar desde típicamente $\pm 5\%$ promediado en un período de pocos minutos u horas a límites mucho más estrechos impuestos para grandes cargas industriales cuyas rápidas variaciones de carga pueden producir caídas de tensión perjudiciales para los equipos de protección o flicker en la iluminación.

Los dispositivos de compensación tienen un rol vital para mantener la tensión de alimentación dentro de los límites establecidos.

La manera obvia de mejorar la regulación de tensión sería “fortalecer” el sistema de potencia aumentando el porte y el número de las unidades de generación y aumentando la interconexión entre redes. En general, esta aproximación resulta antieconómica y puede producir problemas asociados con altas potencias de cortocircuito, como ser el porte de los interruptores. Es mucho más práctico y económico dimensionar el sistema de potencia de acuerdo a la máxima demanda de potencia activa, y manejar la potencia reactiva por medio de compensadores sobre las cargas, que pueden ser utilizados más flexiblemente que las unidades generadoras.

El tercer aspecto principal en la compensación de la carga es el **balance de carga**. Los sistemas de potencia son trifásicos y están diseñados para una operación balanceada. La operación desbalanceada da lugar a componentes de corriente de secuencia inversa y cero. Estas componentes tienen efectos indeseables, como ser pérdidas adicionales en motores y unidades generadoras, torques indeseados en máquinas de alterna, aumento del ripple en rectificadores, saturación de transformadores, mal funcionamiento de diferentes tipos de equipamientos, y excesiva corriente de neutro. Ciertos tipos de compensadores dependen de la operación balanceada para la supresión de la tercer armónica. Bajo condiciones de desbalance, éstas aparecerán en los sistemas de potencia.

Adicionalmente, el contenido armónico en la forma de onda de la tensión de alimentación es un parámetro importante en la calidad de la tensión. Este problema es especial, dado que el espectro de las fluctuaciones se encuentra por encima de la frecuencia fundamental. Las armónicas son eliminadas por filtros cuyo principio de diseño difiere de los criterios para el diseño de los compensadores. De todas maneras las armónicas pueden estar asociadas a la resolución de problemas de compensación. Por ejemplo, muchos tipos de compensadores generan armónicas por su principio de funcionamiento, las cuales deben ser suprimidas internamente o por filtros externos.

3. 3. El compensador ideal

Habiéndose determinado los principales objetivos para la compensación de la carga, es posible decir que un compensador ideal es un dispositivo que debe ser conectado en el punto de alimentación de la carga y que tendrá los siguientes objetivos:

- Corregir el factor de potencia a la unidad.
- Mejorar (o reducir a un nivel aceptable) la regulación de tensión.
- Balancear las corrientes y tensiones de fase.

No se espera que el compensador ideal sea capaz de eliminar la distorsión armónica existente en la corriente de carga o en la tensión del sistema (esta función es asignada a un filtro de armónicas apropiado). Si es deseable que este compensador ideal no genere un contenido armónico extra.

Las tres funciones principales del compensador son dependientes entre si. En particular, la corrección del factor de potencia y del desbalance tiende a mejorar la regulación de tensión. No es necesario que un compensador diseñado para corregir factor de potencia o desbalance realice la regulación de tensión, particularmente cuando las variaciones de la carga son lentas o infrecuentes.

Para lograr sus objetivos, el compensador ideal debe ser especificado en función de las operaciones a realizar:

- 1) Proveer una cantidad variable y controlable de potencia reactiva de acuerdo con los requerimientos de la carga y sin retardo.
- 2) Presentar una característica de tensión constante en sus terminales.
- 3) Ser capaz de operar en forma independiente en las tres fases.

La responsabilidad de proveer la compensación se divide entre el operador del servicio eléctrico y el usuario, de acuerdo a una serie de factores que incluyen: el porte y la naturaleza de la carga, y cualquier expansión futura proyectada para la misma, la normativa vigente o la práctica local en su defecto, y el número de usuarios afectados por el problema. Normalmente, el usuario asume la responsabilidad por el factor de potencia y por el balance de la corriente de la carga, de hecho las compañías distribuidoras eléctricas obligan a los usuarios a realizar estas acciones. Por otra parte, la regulación de tensión es normalmente responsabilidad de la empresa de suministro eléctrico.

3. 4. Consideraciones prácticas

3. 4. 1. Cargas que requieren compensación

Bajo que circunstancias una carga debe tener corrección de factor de potencia en estado estacionario, es una cuestión económica cuya respuesta depende de distintos factores incluyendo el tipo de tarifa,

el porte de la carga, y su factor de potencia sin compensación. Para cargas industriales de pequeño y mediano porte es usual que la corrección del factor de potencia resulta económicamente viable si el mismo se encuentra por debajo de 0.8.

Las cargas que causan fluctuaciones en la tensión de alimentación deben ser compensadas no sólo en el factor de potencia sino también en la regulación de tensión. El grado de variación de la tensión es observado en el punto de acoplamiento común (PCC), que es usualmente el punto de la red donde confluyen las responsabilidades de los usuarios y del proveedor del suministro eléctrico, por ejemplo el lado de alta tensión del transformador de distribución de una planta industrial.

Las cargas típicas que requieren compensación son los hornos de arco eléctrico, los hornos de inducción, las soldadoras de arco, las laminadoras de chapa, los grandes motores (particularmente aquellos que arrancan y se detienen frecuentemente) y las excavadoras de minerías. Estas cargas pueden clasificarse en aquellas que son inherentemente no lineales en su operación y aquellas que son perturbadoras debido a su conexión y desconexión. Las cargas no lineales generan usualmente armónicas así como variaciones de la tensión de frecuencia industrial. Los compensadores de hornos de arco eléctrico siempre incluyen filtros de armónicas, normalmente para las armónicas 3, 5, 7 y en algunos casos para las armónicas 2, 4, 11, y 13.

El factor de potencia así como la regulación de tensión pueden ser mejorados si algunos motores de una planta son sincrónicos en lugar de motores de inducción, dado que los motores sincrónicos pueden ser controlados para consumir una cantidad ajustable de potencia reactiva. En virtud de su masa rotante, también almacenan energía cinética, lo que ayuda a soportar la tensión del sistema durante un tiempo brevísimo frente a conexiones repentinas de carga.

En muchos casos, las caídas de tensión provocadas por el arranque de motores son evitadas utilizando “arrancadores suaves”, esto es, el motor es arrancado a través de un transformador ajustable o por un variador de velocidad electrónico.

Para el control de velocidad de motores, la actual tendencia es utilizar “drivers” de continua controlados por tiristores. Estos dispositivos generan armónicas, requieren potencia reactiva para la conmutación y no tienen inercia rotacional. La Figura 28 muestra la forma típica de variación de potencia reactiva en una laminadora de acero. No sólo son grandes las variaciones de potencia reactiva (del orden de 50 MVar) sino que además son abruptas y por lo tanto el compensador debe ser capaz de responder rápidamente.

Figura 28. Variación típica de la potencia reactiva en un laminador de acero.

Una primera idea de los requerimientos de compensación puede obtenerse caracterizando la carga de acuerdo a los siguientes aspectos:

- 1) Tipo de driver (alterna o continua, alimentado con tiristores o transformador, etc.).
- 2) Ciclo de trabajo en términos de los requerimientos de potencia activa y reactiva.
- 3) Velocidad de variación de la potencia activa y reactiva (o el tiempo necesario para que la potencia activa o reactiva excursione desde el valor mínimo al valor máximo).
- 4) Simultaneidad de grandes requerimientos de potencia activa y reactiva con otras cargas industriales cercanas eléctricamente.

3. 5. Normas de aceptación de la Calidad de Servicio

Uno de los principales disturbios provocados por las variaciones de tensión en un sistema de distribución es la perturbación del nivel lumínico de las lámparas incandescentes. El grado en el cual dichas variaciones son molestas depende no sólo de la magnitud de la variación de la luz sino también de su frecuencia o velocidad de variación, debido a la característica de sensibilidad del ojo humano. Variaciones muy lentas de hasta el 3 % de amplitud pueden ser toleradas, mientras que las variaciones rápidas producidas por hornos de arco o soldadoras eléctricas pueden coincidir con la máxima sensibilidad visual (aproximadamente 8.8 Hz) y deben ser limitadas a una amplitud máxima de 0.25 % o menor.

Muchos tipos de cargas son sensibles a las variaciones en la tensión de alimentación, especialmente las computadoras, ciertos tipos de relés utilizados para control y protección, los motores de inducción y las lámparas fluorescentes y de descarga, entre otras muchas cargas.

En muchos casos, la variación en la tensión de alimentación deteriora el desempeño de la carga que está causando la variación. La compensación en estos casos se aplica para mejorar el desempeño de la carga, así como para no perjudicar a los otros usuarios. La Tabla IX [1] es representativa de los valores límites permitidos para la fluctuación de tensión en algunas cargas perturbadoras típicas. En el caso de máquinas soldadoras, la variación de tensión permitida esta relacionada con la sensibilidad del ojo humano a las variaciones de la intensidad de la luz.

Tabla IX. Variaciones permitidas para las fluctuaciones de tensión [1].

Tipo de carga	Límites permitidos en la fluctuación de tensión
Arranque de grandes motores	1 a 3 % dependiendo de la frecuencia
Laminadoras de acero, excavadoras, drivers de continua	1 a 3 % en tensiones de distribución 0.5 a 1.5 % en tensiones de transmisión
Máquinas soldadoras	0.25 a 2 % dependiendo de la frecuencia
Hornos de inducción	Hasta 1 % dependiendo del tiempo entre saltos del arranque suave
Hornos de arco eléctrico	Según curvas de fluctuación de tensión en función de la frecuencia de la perturbación.

3. 6. Especificaciones de un compensador de carga

Los parámetros y los factores que deben considerarse cuando se especifica un compensador para una carga se resumen en la lista a continuación. Esta lista da una idea de las consideraciones prácticas que son importantes:

- 1) Requerimiento máximo de potencia reactiva continua inductiva o capacitiva.
- 2) Valor y duración de sobrecarga temporaria.
- 3) Tensión nominal y límites de tensión entre los cuales los límites de potencia reactiva no son excedidos.
- 4) Frecuencia y su variación.
- 5) Límites de operación de la regulación de tensión.
- 6) Tiempo de respuesta del compensador ante una perturbación específica.
- 7) Requerimientos especiales de control.
- 8) Dispositivos de protección del compensador y su coordinación con los dispositivos de protección del sistema, incluyendo limitadores de potencia reactiva si fuera necesario.
- 9) Distorsión armónica máxima con el compensador en servicio.
- 10) Procedimiento y precauciones de energización.
- 11) Mantenimiento, repuestos y previsión de expansiones futuras del dispositivo.
- 12) Factores ambientales: nivel de ruido, instalación interna o externa, temperatura, humedad, polución, viento y factores sísmicos, pérdidas de fluidos en los transformadores, en los capacitores y en el sistema de enfriamiento.
- 13) Desempeño con tensiones de alimentación desbalanceadas y/o cargas desbalanceadas.
- 14) Disposición física de la instalación, cableados, puestas a tierra y blindajes.
- 15) Confiabilidad y redundancia de los componentes.

En el caso de compensación de hornos de arco eléctrico, el factor de reducción de flicker debería ser especificado como una de las principales características del desempeño del compensador.

3. 7. Teoría básica de compensación de redes eléctricas: Corrección de factor de potencia y regulación de tensión en sistemas monofásicos

3. 7. 1. Corrección del factor de potencia

En la Figura 29 se muestra una carga monofásica de admitancia $Y_l = G_l + jB_l$ alimentada desde una fuente de tensión U .

Figura 29. Diagrama de una carga monofásica.

La corriente circulante por la carga (I_l) es:

$$I_l = U(G_l + jB_l) = UG_l + jUB_l = I_R + jI_X \quad (3.1)$$

Donde U e I_l son fasores. La ecuación (3.1) se representa en el diagrama fasorial de la Figura 30, en el cual el fasor U es la referencia.

Figura 30. Diagrama fasorial de la carga monofásica

La carga tiene una componente resistiva I_R en fase con U , y una componente reactiva I_X en cuadratura con U . En el ejemplo, I_X es negativa, I_l está en atraso y por lo tanto la carga es inductiva. El ángulo entre U e I_l es ϕ_l . La potencia aparente suministrada a la carga es:

$$S_l = UI_l^* = U^2 G_l - jU^2 B_l = P_l + jQ_l \quad (3.2)$$

La potencia aparente tiene por lo tanto una componente activa P_l (que es la potencia que se convierte en calor, luz, trabajo mecánico u otras formas de energía) y una componente reactiva Q_l (que no puede convertirse en formas utilizables de energía, pero cuya existencia es un requerimiento inherente de la carga). Las relaciones entre S_l , P_l y Q_l se muestran en la Figura 31. Para cargas en atraso (inductivas), B_l es negativa y Q_l es positiva, según la convención adoptada para las cargas.

Figura 31. Relación entre las potencias aparente, activa y reactiva.

La corriente $I_s = I_l$ provista por el sistema de potencia es mayor que lo necesario para proveer sólo la potencia activa. El incremento está dado por el factor:

$$I_l / I_R = 1 / \cos(\phi_l) \quad (3.3)$$

Donde $\cos(\phi_l)$ es el factor de potencia, definido como:

$$\cos(\phi_l) = \frac{P_l}{S_l} \quad (3.4)$$

Esto es, $\cos(\phi_l)$ es la fracción de potencia aparente que puede ser convertida en energía aprovechable. Las pérdidas por efecto Joule en los cables de alimentación se incrementan por un factor $1/\cos^2(\phi_l)$. Los cables deben ser dimensionados acorde a este incremento, y las pérdidas son pagadas por los usuarios.

El principio de corrección del factor de potencia es el de compensar la potencia reactiva, esto es, proveyéndola localmente con la conexión de un compensador en paralelo con la carga y que posee una admitancia reactiva pura de igual módulo y signo contrario a la de la carga, en este caso es igual a $-jB_l$. La corriente provista por el sistema de potencia (I_s) es la suma de las corrientes en el compensador (I_γ) y en la carga (I_l), y está dada por:

$$I_s = I_l + I_\gamma \quad (3.5)$$

$$I_s = U(G_l + jB_l) - U(jB_l) = UG_l = I_R \quad (3.6)$$

Esta corriente está en fase con la tensión U , lo que hace que el factor de potencia de la combinación del compensador y la carga sea igual a la unidad. La Figura 32 muestra la relación entre los fasores.

Figura 32. Relación entre los fasores para la compensación del factor de potencia.

La corriente I_s tiene ahora el menor valor posible capaz de proveer en la carga la potencia P_l a la tensión U , y toda la potencia reactiva requerida por la carga es provista localmente por el compensador. En esta condición, la fuente de alimentación se ve aliviada de los requerimientos de potencia reactiva de la carga y tiene capacidad disponible para alimentar otras cargas.

La corriente del compensador esta dada por:

$$I_\gamma = UY_\gamma = -jUB_l \quad (3.7)$$

La potencia aparente del compensador, intercambiada con el sistema de potencia es:

$$S_\gamma = P_\gamma + jQ_\gamma = UI_\gamma^* = jU^2 B_l \quad (3.8)$$

Luego, $P_\gamma = 0$ y $Q_\gamma = U^2 B_l = -Q_l$. En la mayoría de los casos las cargas son inductivas y requieren compensación capacitiva (B_l positivo y Q_γ negativo).

De la Figura 31 es posible concluir que para una compensación total de la potencia reactiva, el porte del compensador está relacionado con la potencia activa de la carga mediante:

$$Q_\gamma = P_l \tan(\phi) \quad (3.9)$$

Y está relacionado con la potencia aparente de la carga por:

$$Q_r = S_L \cdot \sin(\phi) = S_L \sqrt{1 - \cos^2(\phi)} \quad (3.10)$$

La Tabla X muestra el porte del compensador en por unidad de la potencia aparente de la carga, para varios factores de potencia. La corriente del compensador esta dada por Q_r/U , e iguala a la corriente reactiva de la carga.

Tabla X. Potencia reactiva requerida para la compensación completa de la carga

Factor de potencia de la carga	Porte del compensador Q_r (en p.u. respecto de la potencia aparente de la carga)
1	0
0.95	0.312
0.9	0.436
0.8	0.6
0.707	0.707
0.6	0.8
0.4	0.917
0	1

La carga puede ser compensada parcialmente, es decir $|Q_r| < |Q_L|$. La justificación económica para definir el grado de compensación está dada por la relación entre el costo del compensador (que depende de su porte) y el costo resultante de la provisión desde el sistema de potencia de la potencia reactiva suministrada por el compensador.

En la práctica, un compensador compuesto por bancos de capacitores puede ser dividido en secciones paralelas, que se conmutan en forma separada, de forma tal de lograr saltos discretos en la potencia reactiva. De esta forma se puede acompañar la evolución de la potencia reactiva demandada por la carga.

El presente análisis no ha tenido en cuenta el efecto de las variaciones de la tensión de alimentación en la efectividad del compensador para mantener el factor de potencia total igual a la unidad. En general, la potencia reactiva del compensador no variará de la misma forma que la potencia reactiva absorbida por la carga cuando varía la tensión del sistema, y existirá un “error” de compensación.

3. 7. 2. Regulación de Tensión

La regulación de tensión puede ser definida como el cambio en la magnitud de la tensión del sistema como consecuencia del cambio en la corriente de la carga. Es causado por la caída de tensión en la impedancia del sistema debida a la circulación de corriente por la carga.

Si el sistema de potencia es representado por el equivalente monofásico de Thévenin mostrado en la Figura 33, entonces, la regulación de tensión esta dada por $(|E| - |U|/|E|)$, siendo E el fasor de referencia.

Figura 33. Circuito equivalente de la carga y el sistema de alimentación.

En la ausencia de un compensador, el cambio en la tensión de alimentación causado por la corriente de la carga I_l se muestra en la Figura 34 como ΔU y se define como:

$$\Delta U = E - U = Z_s I_l \quad (3.11)$$

Figura 34. Diagrama fasorial del circuito mostrado en la figura 27.

Como $Z_s = R_s + jX_s$ y dado que, según (3.2), la corriente en la carga es $I_l = (P_l - jQ_l)/U$, entonces resulta:

$$\Delta U = (R_s + jX_s) \left[\frac{P_l - jQ_l}{U} \right] \quad (3.12)$$

Por lo tanto es posible escribir:

$$\Delta U = \frac{(R_s P_l + X_s Q_l)}{U} + j \frac{(X_s P_l - R_s Q_l)}{U} = \Delta U_R + j \Delta U_X \quad (3.13)$$

La variación de tensión ΔU tiene una componente en fase (ΔU_R) con la tensión U y una componente en cuadratura (ΔU_X), como se ilustra en la Figura 34. Es claro que la magnitud y la fase de la tensión U (relativas a la referencia E), además de depender de la impedancia Z_s del sistema de suministro, son funciones de la magnitud y la fase de la corriente de la carga. Dicho de otra forma, la variación de tensión depende de la potencia activa y reactiva de la carga.

Mediante la adición de un compensador en paralelo con la carga es posible hacer $|E| = |U|$, esto es, hacer que la regulación de tensión sea igual a cero, es decir, mantener la magnitud de la tensión con un valor igual a E en presencia de la carga. Esto se ilustra en la Figura 35 para un compensador puramente reactivo.

Un compensador reactivo puro puede eliminar las variaciones en la tensión de alimentación causadas por variaciones en la potencia activa y reactiva de la carga.

Suponiendo que la potencia reactiva del compensador puede ser controlada en forma continua, en un rango suficientemente amplio (en atraso y adelante) y a una velocidad adecuada, entonces el compensador puede comportarse como un regulador de tensión ideal. Debe tenerse en cuenta que sólo se controla la magnitud de la tensión, mientras que la fase varía continuamente con la corriente de carga.

Es importante tener en cuenta que la validez del anterior análisis requiere el conocimiento de la impedancia de la red y, más aún, del conocimiento de la potencia aparente que circula por el sistema de potencia, lo que implica conocer la potencia aparente de todas las cargas conectadas al mismo.

Otro aspecto importante a mencionar es el efecto de las variaciones de la tensión equivalente de alimentación (E) en la efectividad del compensador. Por un lado, el compensador responde a las variaciones de la tensión del sistema de distinta forma que la propia carga y por lo tanto deja de ser efectiva la compensación de la potencia reactiva de la misma. Por otra parte, en un caso real, se necesita poner una consigna de tensión (U) porque se desconoce el valor de la tensión equivalente de alimentación (E) y sus variaciones. Esto conlleva a requerir un porte del compensador de magnitud comparable a la potencia reactiva total del sistema.

Resulta instructivo analizar la regulación de tensión desde un punto de vista diferente. Se ha analizado hasta ahora como el compensador puede reducir a cero la potencia reactiva suministrada por el sistema, esto es, en lugar de actuar como un regulador de tensión, el compensador actúa como un corrector del factor de potencia. Dado que con la presencia de un compensador, se debe reemplazar Q_1 en la ecuación (3.13) por $Q_s = Q_1 + Q_c$, si el compensador se diseña para compensar el factor de potencia entonces $Q_s = 0$. El fasor de variación de tensión es entonces:

$$\Delta U = \frac{R_s P_l + jX_s P_l}{U} = (R_s + jX_s) \frac{P_l}{U} \quad (3.17)$$

Esta expresión es independiente de Q_1 y, por lo tanto, no está bajo el control del compensador la caída de tensión resultante del efecto de la compensación del factor de potencia. Por lo tanto:

Un compensador reactivo puro no puede mantener simultáneamente la tensión constante y el factor de potencia unidad.

La única excepción a esta regla es cuando $P_l = 0$, pero este no es un caso de interés práctico.

Fórmula aproximada para la regulación de tensión

Las expresiones para ΔU_R y ΔU_X dadas en la ecuación (3.13) suelen ser dadas en una forma alternativa muy útil. Si el sistema se cortocircuita en la barra de conexión de la carga, la potencia de cortocircuito está dada por:

$$S_{sc} = P_{sc} + jQ_{sc} = EI_{sc}^* = \frac{E^2}{Z_{sc}^*} \quad (3.18)$$

Donde: $Z_{sc} = R_s + jX_s$ e I_{sc} es la corriente de cortocircuito. Como $|Z_{sc}^*| = |Z_{sc}|$ es posible escribir:

$$R_s = |Z_{sc}| \cos \phi_{sc} = \frac{E^2}{S_{sc}} \cos \phi_{sc} \quad (3.19)$$

$$X_s = |Z_{sc}| \sin \phi_{sc} = \frac{E^2}{S_{sc}} \sin \phi_{sc} \quad (3.20)$$

Con:

$$\tan \phi_{sc} = \frac{X_s}{R_s} \quad (3.21)$$

Esto es la relación X/R del sistema. Substituyendo en la ecuación (3.13) los valores de R_s y X_s , normalizando ΔU_R y ΔU_X con U , y asumiendo que la relación $E/U \approx 1$, se tiene:

$$\frac{\Delta U_R}{U} \approx \frac{1}{S_{sc}} [P_l \cos \phi_{sc} + Q_l \sin \phi_{sc}] \quad (3.22)$$

$$\frac{\Delta U_X}{U} \approx \frac{1}{S_{sc}} [P_l \sin \phi_{sc} - Q_l \cos \phi_{sc}] \quad (3.23)$$

Normalmente se suele ignorar ΔU_X dado que tiende a producir sólo un pequeño cambio de fase en la tensión del punto de suministro (relativo a E) y siendo representado el cambio en la magnitud por ΔU_R . Las fórmulas (3.22) y (3.23) son aproximadas pero de amplio uso en la literatura, ya que se encuentran expresadas en función de parámetros que son comúnmente conocidos como la potencia de cortocircuito S_{sc} , la relación X/R y la potencia activa y reactiva de la carga, P_l y Q_l . Para lograr resultados más exactos, las ecuaciones (3.22) y (3.23) deben ser multiplicadas por el factor E^2/U^2 .

Para pequeños cambios en las potencias activa (P_l) y reactiva (Q_l), las ecuaciones (3.22) y (3.23) pueden reescribirse como ecuaciones incrementales. Por ejemplo, para la ecuación (3.22) resulta:

$$\frac{\Delta U_R}{U} = \frac{1}{S_{sc}} [\Delta P_l \cos \phi_{sc} + \Delta Q_l \sin \phi_{sc}] \quad (3.24)$$

Si la resistencia del sistema de potencia R_s es mucho menor que la reactancia X_s , es posible despreciar los cambios de tensión causados por variaciones de la potencia activa ΔP_l . Bajo este supuesto, la regulación de tensión queda gobernada por la siguiente ecuación:

$$\frac{\Delta U}{U} \approx \frac{\Delta U_R}{U} = \frac{\Delta Q_l}{S_{sc}} \sin \phi_{sc} \approx \frac{\Delta Q_l}{S_{sc}} \quad (3.25)$$

Esto es, el cambio en por unidad de la tensión es igual al cociente entre las variaciones de potencia reactiva y la potencia de cortocircuito del sistema. Esta relación se puede representar gráficamente como se muestra en la Figura 36, que muestra la característica de tensión del sistema de alimentación o curva de carga del sistema. Una representación alternativa, suponiendo que $Q_l \ll S_{sc}$ es:

$$U \approx \frac{E}{1 + \frac{Q_l}{S_{sc}}} \approx E \left[1 - \frac{Q_l}{S_{sc}} \right] \quad (3.26)$$

A pesar de que esta característica es sólo aproximada, es muy útil para visualizar la acción del compensador.

Figura 36. Característica tensión versus potencia reactiva del sistema de potencia.

3.7.3. Aproximación de la característica de potencia reactiva del compensador

2.5.3.1. Regulación de tensión con carga inductiva variable.

En esta sección se deducen las propiedades de un compensador ideal para mejorar la regulación de tensión con una carga inductiva variable. Se asume que la carga es trifásica, balanceada y que varía lo suficientemente lento, de forma tal de poder utilizar las ecuaciones fasoriales. Se asume que las variaciones de la carga son pequeñas, de forma tal que $\Delta U \ll U$, y se asume además que $R_s \ll X_s$ y por lo tanto las ecuaciones aproximadas (3.24) y (3.25) son aplicables. En la Figura 37 se muestra un diagrama unifilar del sistema, la carga y el compensador.

Figura 37. Diagrama unifilar del sistema, la carga y el compensador.

La característica del sistema de potencia se muestra en la Figura 38. Esta característica es decreciente, esto es, un aumento en la potencia reactiva suministrada por el sistema hace disminuir la tensión en el punto de suministro.

Figura 38. Característica tensión vs. Potencia reactiva del sistema totalmente compensado.

Con la presencia del compensador, la ecuación (3.26) se transforma en:

$$U \approx E \left[1 - \frac{Q_s}{S_{sc}} \right] \quad (3.27)$$

O

$$\frac{\Delta U}{U} \approx \frac{Q_s}{S_{sc}} \quad (3.28)$$

La potencia reactiva provista por el sistema es $Q_s = Q_l + Q_y$, y es claro que si la potencia reactiva del compensador Q_y puede ser variada de forma tal de mantener Q_s constante, la tensión de alimentación puede ser constante.

En particular, si $Q_s = Q_{lmax} = \text{constante}$, la tensión U es constante con el valor $U = E(1 - Q_{lmax}/S_{sc})$, como se muestra en la Figura 38. Cuando la potencia reactiva de la carga Q_l aumenta, la absorción de potencia reactiva del compensador disminuye y su suma permanece constante.

Cuando $Q_l = 0$, el compensador está en conducción completa y absorbe la potencia reactiva Q_{lmax} y cuando $Q_l = Q_{lmax}$, el compensador no conduce y por lo tanto no absorbe potencia reactiva.

Es importante notar que en este caso se tiene un compensador puramente inductivo, que mantiene la tensión constante de una carga inductiva.

El compensador mostrado en la Figura 38 se dice completo, porque mantiene la tensión constante en todo el rango de variación de potencia reactiva de la carga.

La regulación de tensión $\Delta U/U$ puede hacerse igual a cero sólo si la potencia reactiva del compensador iguala o excede Q_{lmax} .

Si la potencia reactiva del compensador está limitada a un valor Q_{ymax} (menor que Q_{lmax}), cuando $Q_l = 0$ el compensador absorberá Q_{ymax} y la regulación de tensión será:

$$\frac{\Delta U}{U} = \frac{Q_{lmax} - Q_{ymax}}{S_{sc}} \quad (3.29)$$

Esta situación se ilustra en la Figura 39. En este caso se dice que la compensación es parcial.

Figura 39. Característica tensión vs. Potencia reactiva del sistema parcialmente compensado.

La ecuación (3.28) ilustra la influencia que tiene el compensador en la tensión del sistema, siendo el valor máximo de $\Delta U/U$ que puede ser causado por un cambio en la potencia reactiva del compensador entre cero y su valor máximo, igual a $-Q_{ymax}/S_{sc}$.

Por ejemplo, en una barra de 10 kV con una potencia de cortocircuito de 250 MVA, el menor compensador capaz de acotar a un máximo del 1 % el cambio en la tensión tiene un porte de $0.01 * 250 = 2.5$ MVA.

El porte mínimo del compensador puede ser elegido de forma tal que $-Q_{y\max}/S_{sc}$ se corresponda con la máxima variación de tensión permitida ΔU_{mp} , y por lo tanto:

$$Q_{y\max} = Q_{l\max} - S_{sc} \frac{\Delta U_{mp}}{U} \quad (3.30)$$

En la Figura 39 se muestra la variación de la tensión de alimentación con Q_l , y representa la característica del sistema compensado que debe compararse con la característica del sistema sin compensar que se muestra en la Figura 38. El compensador tiene un porte $Q_{y\max} < Q_{l\max}$ y se controla de forma tal de mantener Q_s constante, siempre y cuando no se exceda su capacidad máxima, es decir actúa como un compensador de tensión ideal.

Es instructivo separar la Figura 38 en dos diagramas como se muestra en la Figura 39 y Figura 40(a). Esto puede realizarse con la ayuda del diagrama de balance de potencia reactiva de la Figura 40 (b).

Figura 40. Característica del compensador ideal (a) y balance de potencia reactiva (b).

La característica de control del compensador se muestra en la Figura 40 (a). Como no existe variación de tensión para $0 < Q_l < Q_{y\max}$ la característica es plana en el rango de regulación. Si Q_l cae por debajo del rango de regulación, el compensador absorbe un valor constante de potencia reactiva e igual a $Q_{y\max}$ independientemente de la tensión.

La Figura 40(b) muestra que la potencia reactiva que debe ser capaz de suministrar el compensador no debe ser mayor que la **variación** en la potencia reactiva de la carga para mantener constante la tensión del sistema de potencia frente a variaciones en la carga. Esto proporciona una importante economía en el porte del compensador en aquellos casos en que la potencia reactiva varía entre el valor máximo y un valor fraccional que puede ser 0.5 pu. Si el compensador está determinado de acuerdo con la ecuación (3.29), cualquiera sea la variación de la potencia reactiva de la carga, la variación en la tensión de alimentación nunca superará el valor ΔU_{mp} .

Los dos segmentos de la Figura 40(b) pueden ser identificados como el rango sin regulación para $0 < Q_l < (Q_{l\max} - Q_{y\max})$, y un rango con regulación para $(Q_{l\max} - Q_{y\max}) < Q_l < Q_{l\max}$. En el rango sin regulación, el compensador absorbe $Q_{y\max}$ y limita el aumento de tensión al máximo valor permitido ΔU_{mp} . En el rango con regulación, el compensador mantiene Q_s constante, y por lo tanto $\Delta U = 0$.

2.5.3.1. Mejora del factor de potencia.

El factor de potencia promedio de la carga compensada con el compensador inductivo es sustancialmente peor que el factor de potencia de la carga misma. Si por ejemplo la potencia promedio de la carga fuera la mitad de su valor máximo, entonces se duplicará el valor promedio de la potencia reactiva provista por el sistema a la carga compensada. Para lograr la regulación ideal de tensión y a la vez un factor de potencia unidad, es claro que es necesario un compensador capacitivo. En lugar de mantener $Q_s = \text{constante} = Q_{l\max}$, el compensador debe mantener:

$$Q_s = \text{constante} = 0 \quad (3.31)$$

Despreciando los efectos de las variaciones en la potencia de la carga, un procedimiento similar al previamente efectuado daría como resultado la característica tensión/potencia reactiva de un compensador ideal que realice la ecuación (3.30). En la Figura 41(a) a (d) se ilustra este procedimiento. La Figura 41 (c) muestra la característica ideal del compensador.

Figura 41. (a) Característica aproximada tensión/potencia reactiva del sistema no compensado. (b) Característica aproximada tensión/potencia reactiva del sistema compensado. (c) Característica tensión/potencia reactiva del compensador ideal. (d) Balance de potencia reactiva (variación de Q_s y Q_l con Q_l).

El porte capacitivo mínimo del compensador esta dado por la ecuación (3.29). Fuera del rango de regulación se asume que el compensador genera una potencia reactiva constante e igual a Q_{lmax} . La tensión unidad se define en correspondencia con la condición de compensación completa dada por la ecuación (3.30) y el punto de operación medio es a $U = 1.0$ pu con $Q_s = 0$, ver Figura 41 (a).

En lugar de absorber sólo la cantidad de potencia reactiva necesaria para hacer $Q_l + Q_l = Q_{lmax}$, el compensador genera todo lo que la carga absorbe, es decir el compensador es capacitivo puro.

Si el compensador se diseña como un regulador ideal de tensión, Q_s no será constante e igual a cero debido a las variaciones de la carga.

2.5.3.1. Polarización de la potencia reactiva.

Si la potencia reactiva de la carga varía de inductiva a capacitiva, lo que se necesita es un compensador cuya característica tensión/potencia reactiva se extienda en los dos cuadrantes, como se muestra en la Figura 42.

Figura 42. Característica tensión/potencia reactiva del compensador ideal.

La característica inductiva del compensador de la Figura 40 puede llevarse a la forma de la Figura 42 por medio de un capacitor shunt. De la misma manera, la característica del compensador capacitivo de la Figura 41 puede llevarse a la forma de la Figura 42 por medio de un reactor shunt. Este tipo de compensadores se muestra en la Figura 43(a) y (b).

Figura 43. (a) Polarización capacitiva de un compensador inductivo.
(b) Polarización inductiva de un compensador capacitivo.

Cuando se combina el compensador inductivo con un capacitor shunt, es posible mantener la tensión constante y el factor de potencia unitario de una carga inductiva. La distinción entre compensador capacitivo e inductivo puede parecer artificial, sin embargo es importante desde el punto de vista práctico, ya que todos los compensadores reales, excepto el compensador sincrónico, funcionan controlando la corriente en un banco de capacitores o en un reactor shunt.

Una reactancia shunt fija es más económica que un compensador con el mismo porte de potencia reactiva, y se suele dimensionar al compensador para cumplir sólo con las **variaciones** de la potencia reactiva de la carga, mientras que se polariza con una reactancia fija para lograr los requerimientos de factor de potencia promedio.

En la Figura 38 a la Figura 43, la característica tensión/potencia reactiva del compensador y del sistema de potencia no es realmente una línea recta sino que varía en forma cuadrática. Se presentan como líneas rectas bajo la suposición que la tensión no se desvía apreciablemente del valor 1 pu. Los cálculos más exactos requieren la aplicación de las ecuaciones (3.13) y (3.15).

3. 7. 4. Ejemplo de aplicación

Se considera un sistema de distribución en 10 kV y potencia de cortocircuito de 250 MVA, con relación $X/R = 5$, que alimenta a una carga inductiva conectada en estrella cuya potencia media es de

25 MW y su potencia reactiva varía entre 0 y 50 MVar, siendo todas las cantidades expresadas por fase.

La impedancia de Thévenin del sistema de alimentación es $Z_s = E_s^2 / S_{sc} = (10\text{kV})^2 / 250 \text{ MVA} = 0.4 \Omega$. Como $\tan \phi_{sc} = 5$, entonces $\phi_{sc} = 78.69^\circ$ y $X_s = Z_s \sin(\phi_{sc}) = 0.3922$ y $R_s = Z_s \cos(\phi_{sc}) = 0.0784$. Se debe calcular ahora la tensión en la barra y la caída de tensión en la impedancia de la red.

Para calcular la tensión en la barra es necesario hacer uso de la ecuación (3.15) que se reproduce como ecuación (3.32).

$$|E|^2 = \left[U + \frac{(R_s P_l + X_s Q_l)}{U} \right]^2 + \left[\frac{(X_s P_l - R_s Q_l)}{U} \right]^2 \quad (3.32)$$

Haciendo:

$$A = (R_s P_l + X_s Q_l)$$

$$B = (X_s P_l - R_s Q_l)$$

Resulta:

$$E^2 = \left[U + \frac{A}{U} \right]^2 + \left[\frac{B}{U} \right]^2 = U^2 + 2A + \frac{A^2 + B^2}{U^2} \quad (3.33)$$

Si se resuelve esta ecuación para U resulta:

$$U^4 + (2A - E^2)U^2 + (A^2 + B^2) = 0 \quad (3.34)$$

La resolución de la ecuación bicuadrática da cuatro valores, de los cuales el correcto es:

$$U = 6.782 \text{ kV}$$

Conocido el valor de la tensión en la barra es posible estimar la caída de tensión en la impedancia de red de acuerdo con la ecuación (3.13), que se reproduce en la ecuación (3.35):

$$\Delta U = \frac{(R_s P_l + X_s Q_l)}{U} + j \frac{(X_s P_l - R_s Q_l)}{U} = \Delta U_R + j \Delta U_X \quad (3.35)$$

Por lo tanto:

$$\Delta U = \frac{A}{U} + j \frac{B}{U} = (3.1806 + j0.8678) \text{ kV} \quad (3.36)$$

La corriente de línea está dada por la expresión $I = (P_l - jQ_l)/U = (3.686 - j7.372) \text{ kA}$ o en forma polar $I = (8.242 \angle -63.44^\circ) \text{ kA}$ a plena carga, con un factor de potencia 0.447 en atraso. El diagrama fasorial se muestra en la Figura 44.

La magnitud de la tensión se ha reducido en $\Delta U = (10 \cos(4.98^\circ) - 6.782) \text{ kV} = 3180 \text{ kV}$ o aproximadamente un 32%.

Figura 44. Diagrama fasorial del sistema y la carga (25 MW + j50 MVar).

2.5.4.1. Compensación para tensión constante.

Se debe seguir el método previamente descrito, con $U = 10$ kV y resulta:

$$a = R_s^2 + X_s^2 = 0.160$$

$$b = 2U^2 X_s = 78.44$$

$$c = (U^2 + R_s P_l)^2 + X_s^2 P_l^2 - E^2 U^2 = 491.98$$

$$Q_s = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} = -6.35 \text{ MVar o } -484 \text{ MVar} \quad (3.37)$$

De estas dos soluciones, sólo la primera da $E = 10$ kV en la ecuación (3.15) y por lo tanto es la correcta, luego es posible obtener las caídas de tensión en fase y en cuadratura como:

$$\Delta U_R = \frac{R_s P_l + X_s Q_s}{U} = \frac{0.0784 \cdot 25 + 0.3922 \cdot (-6.35)}{10} = -0.0532 \text{ kV} \quad (3.38)$$

$$\Delta U_X = \frac{X_s P_l - R_s Q_s}{U} = \frac{0.3922 \cdot 25 - 0.0784 \cdot (-6.35)}{10} = 1.030 \text{ kV} \quad (3.39)$$

La corriente total del sistema de alimentación es $I = (P_l - jQ_s)/U = (2.5 + j0.635)$ kA, el porte del compensador es $Q_\gamma = -56.35$ MVar y la corriente del compensador es $I_\gamma = -jQ_\gamma/U = j5.635$ kA. El diagrama fasorial se muestra en la Figura 45.

El diagrama fasorial de la Figura 45 tiene algunas cosas para destacar. Un hecho a destacar es que la magnitud de la tensión se mantiene exactamente en 1.0 pu y no es posible en este caso calcular el ΔU como ΔU_R y despreciar ΔU_X . Las dos componentes deben ser calculadas para obtener el ΔU .

Otro hecho a destacar es que la potencia reactiva del compensador no es igual a la potencia reactiva de la carga, sino que la excede en 6.35 MVar como resultado de la compensación de la caída de tensión provocada por la potencia activa de la carga P_l . Consecuentemente, el factor de potencia del sistema compensador-carga no es unitario, sino que resulta ser: $\cos \varphi = 25 / \sqrt{25^2 + 6.35^2} = 0.969$ en adelante. Por consiguiente, en la Figura 45 la corriente de línea I_s adelanta a la tensión en $\cos^{-1}(0.969) = 14.3^\circ$.

Figura 45. Diagrama fasorial de la carga compensada para tensión constante.

2.5.4.1. Compensación para factor de potencia unidad.

El diagrama fasorial se muestra en la Figura 46 con $Q_Y = Q_L$, resultando $I_Y = j5.129 \text{ kA} = -I_L$ y $Q_S = 0$. La tensión en el punto de conexión del compensador puede calcularse mediante las ecuaciones (3.33) y (3.34). La resolución de la ecuación bicuadrática da cuatro valores, de los cuales el correcto es:

$$U = 9.748 \text{ kV}$$

Conocido el valor de la tensión en la barra es posible estimar la caída de tensión en la impedancia de red de acuerdo con la ecuación (3.13), resultando $\Delta U_R = 0.201 \text{ kV}$ y $\Delta U_X = 1.006 \text{ kV}$.

La caída de tensión es aproximadamente $\Delta U = (10 \cos(5.91^\circ) - 9.748) \text{ kV} = 0.199 \text{ kV}$, o aproximadamente un 2%.

La corrección del factor de potencia mejora la regulación de tensión en comparación con el caso sin compensador. En muchas situaciones, este grado de mejora es adecuado y el compensador puede ser diseñado para proveer los requerimientos de potencia reactiva de la carga en lugar de funcionar como un regulador ideal de tensión.

Figura 46. Diagrama fasorial de la carga compensada para factor de potencia unidad.

3. 7. 5. El compensador como regulador de tensión

Las características de control del compensador pueden ser resumidas por tres parámetros:

- La tensión de codo U_k
- La potencia reactiva máxima $Q_{\gamma\max}$
- La ganancia K_γ

La tensión de codo U_k corresponde a la tensión de alimentación para la cual el Compensador entrega potencia reactiva nula.

La ganancia está definida como el cambio en la potencia reactiva Q_γ dividida por el cambio en la tensión U , esto es:

$$K_\gamma = \frac{dQ_\gamma}{dU} \quad (3.40)$$

Si la característica de control es lineal, para $Q_\gamma < Q_{\gamma\max}$ se representa por la ecuación:

$$U = U_k + \frac{Q_\gamma}{K_\gamma} \quad (3.41)$$

En los casos analizados hasta ahora la ganancia K_γ era infinita, y el compensador absorbía la cantidad exacta de potencia reactiva para mantener la tensión de alimentación constante con las variaciones de la carga. Se va a determinar ahora las propiedades de regulación de tensión de un compensador cuya ganancia K_γ tiene un valor finito en un sistema con potencia de cortocircuito finita S_{sc} . El punto central de este análisis es como varía la magnitud de la tensión de alimentación con las variaciones de potencia reactiva de la carga.

Los valores altos de K_γ son raros en la práctica porque tienden a hacer inestable la operación del compensador, por lo tanto el desempeño con valores finitos de K_γ es sumamente importante. Para el estudio se asume carga balanceada, relación X_s/R_s alta y se desprecian las fluctuaciones de potencia activa de la carga. El sistema es el mismo que se presenta en la figura 31. El balance de potencia reactiva se expresa como:

$$Q_l + Q_\gamma = Q_s \quad (3.42)$$

La característica de tensión del sistema o recta de carga del sistema está dada por la ecuación (3.27) y es aproximadamente:

$$U \approx E \left[1 - \frac{Q_s}{S_{sc}} \right] \quad (3.43)$$

La pendiente de la recta de carga representa la sensibilidad del sistema de alimentación a las variaciones en la potencia reactiva Q_s , esto es:

$$\frac{dU}{dQ_s} = -\frac{E}{S_{sc}} \quad (3.44)$$

Un nivel de cortocircuito alto reduce la sensibilidad de la tensión, haciendo que la recta de carga sea más plana. Bajo estas condiciones se dice que el sistema es **robusto**. En el caso sin compensación, $Q_\gamma = 0$ y $Q_s = Q_l$, por lo tanto la sensibilidad de la tensión a la potencia reactiva de la carga Q_l es la misma que su sensibilidad intrínseca $-E/S_{sc}$. La Figura 47 muestra la recta de carga de un sistema de potencia y la característica tensión/potencia reactiva de un compensador.

Figura 47. (a) Característica tensión/potencia reactiva del compensador.
(b) Característica aproximada del sistema de potencia.

En la presencia de un compensador, de las ecuaciones (3.26) y (3.42) se deduce:

$$U \cong E \left[1 - \frac{Q_l + Q_\gamma}{S_{sc}} \right] \quad (3.45)$$

y como Q_γ es función de U , la sensibilidad va ser modificada. La potencia reactiva del compensador Q_γ esta determinada por la diferencia $U - U_k$ de acuerdo con la ecuación (3.41), de forma tal que:

$$Q_\gamma = K_\gamma (U - U_k) \quad (3.46)$$

Un valor alto de ganancia K_γ implica una característica casi plana, esto es una característica prácticamente de tensión constante. En valores por unidad, una ganancia de valor 40 significa que la potencia reactiva del compensador cambia de 0 a 1 para un cambio en $U - U_k$ igual a $1/40$ o 0.025 pu. En el desarrollo siguiente es conveniente utilizar valores en por unidad, en los cuales la potencia

reactiva máxima $Q_{\gamma\max}$ es la base de la potencia reactiva y E es la base de tensión. La influencia del compensador se determina reemplazando en la ecuación (3.45) el valor de Q_γ obtenido en la ecuación (3.46) y reordenando de forma tal de obtener:

$$U = E \left[\frac{1 + K_\gamma U_k / S_{sc}}{1 + K_\gamma E / S_{sc}} - \frac{Q_l / S_{sc}}{1 + K_\gamma E / S_{sc}} \right] \quad (3.47)$$

Esta ecuación muestra como varía la tensión del punto de alimentación U con la potencia reactiva de la carga Q_l en presencia del compensador, suponiendo que $Q_\gamma < Q_{\gamma\max}$. Esta expresión muestra directamente la influencia de todos los parámetros principales: La potencia reactiva de la carga, las características del compensador U_k y K_γ y la característica del sistema E y S_{sc} . Si la carga no se encuentra compensada, se tiene K_γ y $Q_\gamma = 0$ y la ecuación (3.47) se reduce a la ecuación (3.26) graficada en la Figura 47(b). El compensador tiene dos efectos inmediatos y que se reflejan en la ecuación (3.47):

- Altera la tensión en vacío del sistema de alimentación.
- Modifica la sensibilidad de la tensión a la potencia reactiva de la carga.

Si la ganancia K_γ del compensador es positiva, se reduce la sensibilidad de la tensión, como se muestra en la siguiente expresión:

$$\frac{dU}{dQ_l} = - \frac{E / S_{sc}}{1 + K_\gamma E / S_{sc}} \quad (3.48)$$

Por ejemplo, si $E = 1.0$ pu y $S_{sc} = 25$ pu, la sensibilidad de la tensión del sistema sin compensar a las variaciones de potencia reactiva de la carga se obtiene de la ecuación (3.44) y resulta de -0.04 pu. Un compensador con una ganancia $K_\gamma = 100$ pu/pu reducirá esta sensibilidad a:

$$\frac{-0.04}{1 - 100 * 0.04} = -0.008 \text{ pu} \quad (3.49)$$

La tensión U en el punto de alimentación cuando la carga es nula está expresada por el primer término del lado derecho de la ecuación (3.47). Si esta tensión U es igual a E implica que $U_k = E$ y el compensador está “a flote”, es decir que $Q_\gamma = 0$.

Es útil expresar el gradiente $-E/S_{sc}$ de la siguiente forma:

$$\frac{1}{K_s} = - \frac{E}{S_{sc}} \quad (3.50)$$

Entonces, K_s representa la ganancia de variaciones de potencia reactiva a variaciones de tensión del sistema sin compensador, como puede verse en la ecuación (3.48) cuando $K_\gamma = 0$. K_s es entonces análoga a K_γ del compensador, y el efecto que el compensador tiene sobre la sensibilidad de la tensión frente a las variaciones de la potencia reactiva de la carga es claramente una función de la relación K_γ / K_s siempre que $Q_\gamma < Q_{\gamma\max}$. La potencia reactiva del compensador correspondiente a un valor dado de Q_l puede ser determinada de las ecuaciones (3.46) y (3.47) como:

$$Q_\gamma = \frac{K_\gamma}{1 + K_\gamma / K_s} \left[E \left(1 - \frac{Q_l}{S_{sc}} \right) - U_k \right] \quad (3.51)$$

Si $E = U_k$, resulta:

$$Q_\gamma = - \frac{K_\gamma / K_s}{1 + K_\gamma / K_s} Q_l \quad (3.52)$$

La Figura 48 muestra la relación entre éstas características, utilizando un ejemplo con $S_{sc} = 250$ MVA, $Q_{lmax} = -Q_{ymax} = 10$ MVar y por lo tanto el compensador es capacitivo. Como el compensador tiene una ganancia finita, la compensación de potencia reactiva es imperfecta y Q_s varía de 0 a 2 MVar (0.2 pu) cuando Q_l varía de 0 a 10 MVar. La potencia reactiva del compensador varía correspondientemente de 0 a 8 MVar, mientras que la regulación de tensión se mantiene en 0.008 pu. Cuando la potencia reactiva de la carga iguala el valor de potencia reactiva máxima del compensador, el compensador tiene todavía 2 MVar (20 %) disponibles, de forma tal que el rango de regulación se extiende en el rango de sobrecarga hasta una potencia reactiva de la carga de 12.5 MVar (1.25 pu).

Obviamente, las características del compensador como regulador de la tensión de alimentación parten del presupuesto de que la tensión del sistema E es constante.

Para el ejemplo mostrado, si la carga estuviera desconectada y la tensión E disminuyera 0.008 pu el compensador entregaría toda su potencia reactiva capacitiva agotando su capacidad de regular la tensión de alimentación. Esta situación se agravaría si la carga absorbiera potencia reactiva inductiva.

Figura 48. Característica tensión/potencia reactiva del sistema y diagrama de balance de potencia reactiva.

3. 8. Referencias

- [1] **Reactive Power Control in Electric Systems.** Timothy J. E. Miller. John Wiley & Sons, Inc. 1982. ISBN 0-471-86933-3.

4. COMPENSADORES DE POTENCIA REACTIVA

4. 1. Introducción

Este capítulo presenta las topologías circuitales, los principios fundamentales de operación y el proceso de control de potencia reactiva de los diferentes tipos de controladores de potencia reactiva. A través de los años, estos dispositivos han sido mencionados en la bibliografía con nombres diversos como: generadores estáticos de VAr (SVG) compensadores estáticos de VAr (SVC), compensadores estáticos, y sistema estáticos de VAr (SVS). Sin embargo en Consejo Internacional de Grandes Redes Eléctricas (CIGRÉ) [1] y el Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE) [2], han establecido las siguientes definiciones para asegurar la consistencia.

Un SVG es un dispositivo, sistema o pieza de un dispositivo eléctrico capaz de manejar corriente capacitiva o inductiva de un sistema de potencia, esto es generar o absorber potencia reactiva. Un SVC es un dispositivo shunt capaz de absorber o generar potencia reactiva en el cual la salida se varía de forma tal de mantener o controlar parámetros específicos de un sistema eléctrico de potencia. Un SVG es entonces una parte integral de un SVC. Un SVS es una combinación de compensadores estáticos y mecánicos (capacitores y/o reactores conmutados en forma mecánica) en los cuales las salidas se encuentran coordinadas. Las características generales de los SVC son las siguientes:

1. La disminución de las necesidades de mantenimiento debido a la ausencia de partes rotantes.
2. La elevada velocidad de respuesta del sistema de control.
3. La posibilidad de control individual por fase.
4. La disminución de las pérdidas.
5. La alta confiabilidad.
6. La no-contribución a la capacidad de cortocircuito del sistema.
7. La generación de armónicas.
8. La variación de la generación de potencia reactiva con el cuadrado de la tensión terminal cuando se encuentra operando fuera del rango de control lineal, lo que lleva a una importante reducción en el soporte de potencia reactiva cuando disminuye la tensión del sistema.

Las características (1) a (5) de la lista constituyen las ventajas prominentes de los SVC, mientras que las características (7) y (8) constituyen una desventaja, sin embargo la característica (6) puede ser una ventaja o una desventaja dependiendo de la aplicación. Los SVC han sido identificados como elementos clave en los sistemas flexibles de transmisión de corriente alterna (FACTS), y pueden ser controlados en forma individual o en forma coordinada con otros dispositivos como ser los estabilizadores de potencia (PSS) y los controladores de los sistemas de transmisión de corriente continua (HVDC).

Los objetivos de control más recientes son el aumento de la capacidad de transmisión de las líneas, así como regular tensión y proveer amortiguamiento adicional en el sistema. A pesar que los SVC se utilizan en forma extensiva en la actualidad, es importante notar que los compensadores sincrónicos han sido de gran aplicación por décadas.

4. 2. Compensadores Pasivos

El control de la potencia reactiva en una línea de transmisión, se denomina comúnmente *compensación de potencia reactiva*, y los dispositivos externos que controlan la potencia reactiva en las líneas se conocen como *compensadores*. Los objetivos de la compensación de una línea son invariablemente:

- El aumento de la capacidad de transmisión de potencia y/o
- El mantenimiento del perfil de tensión a lo largo de la línea dentro de límites razonables, de forma tal de asegurar la calidad y el nivel de tensión a los usuarios conectados a la misma.

Dado que la compensación de la potencia reactiva tiene influencia en la capacidad de transmisión de potencia de la línea, puede utilizarse la compensación controlada para mejorar la estabilidad del sistema (modificando la máxima transmisión de potencia), así como para proveer amortiguamiento a las oscilaciones de potencia.

4. 2. 1. Capacitores shunt

Los compensadores de potencia reactiva shunt permiten incrementar la potencia transmisible y el perfil de tensión en una línea de transmisión.

El propósito de esta compensación de potencia reactiva es el de modificar las características eléctricas de la línea de transmisión en función de la demanda. De esta forma se conectan reactores shunt para compensar la capacidad equivalente de las líneas, y debido a que controlan las sobretensiones en condiciones de poca carga suelen ser conectados de forma permanente a las líneas y no a las barras.

Muchas compañías de transmisión de energía conectan los reactores shunt a través de interruptores, y por lo tanto adquieren la posibilidad de sacarlos de servicio en condiciones de alta carga.

Los capacitores shunt se utilizan para aumentar la capacidad de transmisión de potencia y para compensar la componente reactiva de la caída de tensión en una línea. La aplicación de capacitores shunt requiere de un cuidadoso diseño de sistema.

Los interruptores que conectan a los capacitores shunt deben estar dimensionados para soportar las elevadas corrientes de inserción de los bancos, y tensiones por encima de 2 pu en la desconexión de los mismos, debido a que en el momento de desconexión los capacitores pueden tener una tensión distinta de cero. Adicionalmente, la conexión de capacitores shunt puede formar un circuito resonante con la reactancia de la red, lo que puede llevar a sobretensiones armónicas en la barra de conexión de los bancos.

Una estimación de la frecuencia de resonancia entre el banco de capacitores shunt y la red puede obtenerse a partir de la siguiente ecuación:

$$f_{rp} = f_0 \sqrt{\left(\frac{S_{sc}}{Q} \right)} \quad (4.1)$$

Donde:

f_0 [Hz]: es la frecuencia fundamental del sistema.

S_{sc} [MVA]: es la potencia de cortocircuito en el punto de conexión del banco de capacitores.

Q [MVar]: es la potencia reactiva del banco de capacitores.

Normalmente, el valor de la frecuencia de resonancia se encuentre entre la 4ª y 7ª armónica de la frecuencia fundamental.

4. 2. 2. Capacitores serie

Los capacitores serie se utilizan para compensar parcialmente a la inductancia serie de las líneas de transmisión. La compensación serie resulta en una mejora de la máxima capacidad de transmisión de la línea. El efecto neto es un menor ángulo de carga para un dado nivel de transmisión y por lo tanto un mayor margen de estabilidad.

La transmisión de potencia reactiva de una línea depende de la corriente transmitida, por lo tanto cuando se emplean capacitores serie, la compensación de potencia reactiva se ajusta automáticamente con la corriente. De forma similar, dado que la compensación serie reduce efectivamente la reactancia longitudinal de la línea, es esperable que la caída de tensión a lo largo de la línea sea menos sensible a las variaciones de la carga.

Los límites prácticos de compensación serie se encuentran entre 0.25 y 0.75 pu de la reactancia serie de la línea. Es decir, una compensación de 1 pu significa que la reactancia efectiva de la línea será igual a cero.

De la misma forma que en el caso de la compensación shunt, la compensación serie de las líneas de transmisión puede traer problemas de resonancia. La resonancia en este caso se encuentra por debajo de la frecuencia fundamental del sistema y se conoce con el nombre de *resonancia subsincrónica*. La frecuencia de resonancia puede estimarse como:

$$f_{rs} = f_0 \sqrt{\frac{X_s}{X_L}} \quad (4.2)$$

Donde:

f_0 [Hz]: es la frecuencia fundamental del sistema.

X_s [Ω]: es la reactancia del capacitor en cada fase.

X_L [Ω]: es la reactancia total de la línea.

La resonancia subsincrónica puede llevar a situaciones problemáticas a los generadores accionados por turbinas de vapor que se encuentran conectados a líneas de transmisión con compensación serie. La resonancia subsincrónica esta relacionada al hecho de que cada sistema mecánico turbina-generador tiene frecuencias de resonancia mecánicas entre las diferentes masas acopladas al eje del rotor. Estas frecuencias se encuentran por debajo de la frecuencia fundamental del sistema de potencia, normalmente en el rango de 10 a 40 Hz en un sistema de 50 Hz. Dado que sistemas mecánicos turbina-generador comprenden grandes masas conectadas por ejes de acero, experimentan frecuencias de resonancia torsionales en las cuales las masas adyacentes tienden a ejercer torques opuestos. Bajo algunos escenarios, como en el caso de un sistema eléctrico con un alto valor de compensación serie, el amortiguamiento neto en alguna de estas frecuencias puede hacerse negativo y puede establecerse una oscilación subsincrónica ante una perturbación muy pequeña. Esto puede provocar una fatiga mecánica en el eje de la máquina, llegando en el peor caso a la ruptura del mismo.

La aplicación de los capacitores serie requiere de cuidadosas consideraciones. Por lo tanto, deben tenerse en cuenta los siguientes factores:

- La magnitud de la tensión en bornes del banco de capacitores (aislación).

- Las corrientes de falla en los terminales del banco de capacitores.
- La cercanía de reactores shunt, lo que puede ocasionar resonancias.
- El número adecuado de banco de capacitores y su ubicación a lo largo de la línea.

4.2.3. Efecto de la compensación pasiva en la capacidad de transmisión de potencia.

Puede realizarse un análisis simple para lograr una comprensión básica de los efectos de la compensación shunt y de la compensación serie en la capacidad de transmisión de potencia.

Considérese una línea de transmisión corta y simétrica como se muestra en la Figura 49.

Figura 49. Esquema simplificado y diagrama fasorial de una línea de transmisión corta.

Para una línea sin compensación, y asumiendo que $U_s = U_r = U$, la ecuación de la transmisión de potencia es:

$$P = \frac{U^2}{X_l} \sin(\delta) = 2 \frac{U^2}{X_l} \sin\left(\frac{\delta}{2}\right) \cos\left(\frac{\delta}{2}\right) \quad (4.3)$$

Del diagrama fasorial de la Figura 49, es posible calcular la expresión de la corriente como:

$$I_L = \frac{2U}{X_L} \sin\left(\frac{\delta}{2}\right) \quad (4.4)$$

4.2.3.1 Compensación serie.

La reactancia efectiva de la línea se controla insertando un capacitor serie, como se muestra en la Figura 50.

Figura 50. Esquema simplificado de la compensación serie de una línea de transmisión corta.

Si las tensiones terminales se mantienen inalteradas, luego un cambio en la reactancia de la línea ΔX_L resultará en un cambio ΔI_L en la corriente, donde:

$$\Delta I_L = -\frac{2U}{X_L^2} \sin\left(\frac{\delta}{2}\right) \Delta X_L = -I_L \frac{\Delta X_L}{X_L} \quad (4.5)$$

Por lo tanto, según (4.3) el correspondiente cambio en la transferencia de potencia será:

$$\Delta P = -2 \frac{U^2}{X_L^2} \sin\left(\frac{\delta}{2}\right) \cos\left(\frac{\delta}{2}\right) \Delta X_L \quad (4.6)$$

Utilizando (4.4) y (4.5) la ecuación (4.6) puede escribirse como:

$$\Delta P = \frac{1}{2 \tan\left(\frac{\delta}{2}\right)} (-\Delta X_L I_L^2) \quad (4.7)$$

Como $-\Delta X_L$ es la reactancia agregada por el capacitor serie, el término $\Delta X_L I_L^2 = \Delta Q_{sc}$ representa el porte incremental en VAR del capacitor serie. Por lo tanto:

$$\frac{\Delta P}{\Delta Q_{sc}} = \frac{1}{2 \tan\left(\frac{\delta}{2}\right)} \quad (4.8)$$

4.2.3.1 Compensación shunt.

Se considera nuevamente la línea de transmisión corta y simétrica. Se aplica un capacitor shunt en el punto medio de la línea, de forma tal de agregar una susceptancia shunt (ΔB_C) como se muestra en la Figura 51.

Figura 51. Compensación shunt en el punto medio de una línea de transmisión corta.

Para el sistema mostrado en la Figura 51, la transferencia de potencia en términos de la tensión en el punto medio de la línea es:

$$P = \frac{UU_m}{\frac{X_L}{2}} \sin\left(\frac{\delta}{2}\right) \quad (4.9)$$

El incremento en la potencia ΔP , como resultado de un cambio en la tensión ΔU_m es:

$$\Delta P = 2 \frac{U}{X_L} \sin\left(\frac{\delta}{2}\right) \Delta U_m \quad (4.10)$$

Como se observa en la Figura 51, la corriente en el capacitor shunt es:

$$\Delta I_C = U_m \Delta B_C \quad (4.11)$$

La corriente en el capacitor shunt modifica la corriente en los extremos de la línea de la siguiente forma:

$$I_{Ls} = I_L - \frac{\Delta I_C}{2} \quad \text{y} \quad I_{Lr} = I_L + \frac{\Delta I_C}{2} \quad (4.12)$$

Como $U_m = U_r + jI_{Lr}X_L/2$ resulta:

$$\Delta U_m = \frac{\Delta I_C X_L}{4} = \frac{U_m X_L}{4} \Delta B_C \quad (4.13)$$

Substituyendo los resultados de (4.13) en (4.10) resulta:

$$\Delta P = \frac{UU_m}{2} \sin\left(\frac{\delta}{2}\right) \Delta B_C \quad (4.14)$$

Si la tensión en el punto medio de la línea es aproximadamente igual a $U \cos(\delta/2)$, luego el cambio incremental en la compensación shunt será $\Delta Q_{sh} = U^2 \Delta B_C$ y por lo tanto:

$$\frac{\Delta P}{\Delta Q_{sh}} = \frac{1}{2} \tan\left(\frac{\delta}{2}\right) \quad (4.15)$$

Comparando (4.8) con (4.15), se deduce que para una transferencia de potencia equivalente en una línea corta es posible escribir:

$$\frac{Q_{se}}{Q_{sh}} = \tan^2\left(\frac{\delta_{\max}}{2}\right) \quad (4.16)$$

Específicamente, para un $\delta_{\max}$ de 30° , Q_{serie} será aproximadamente un 7.2 % de Q_{shunt} .

De los resultados presentados es posible concluir que la compensación serie requiere de banco de capacitores de menor porte (MVar), sino que además, como la potencia reactiva aumenta con el cuadrado de la corriente de línea, se ajusta automáticamente con la carga. Por otra parte, los capacitores shunt deben ser conectados típicamente en los puntos medios de las líneas de transmisión, no existiendo requerimientos semejantes para los capacitores serie.

Los capacitores serie tienen un valor económico de aproximadamente el doble que los capacitores shunt (MVar en pu) debido a sus mayores tensiones de operación y a que deben soportar toda la corriente de la línea. Por otra parte, los dispositivos de protección y monitoreo son más costosos. Sin embargo, el costo total de los capacitores serie es menor que el de los capacitores shunt.

4.3. Compensadores Sincrónicos (SC)

Los compensadores o condensadores sincrónicos han cumplido un rol importante en el control de tensión y potencia reactiva por más de 50 años [3]. Han sido conectados a los sistemas de transmisión para mejorar la estabilidad y para mantener las tensiones dentro de determinados niveles en

condiciones de variación de la carga y en diferentes contingencias. Por razones económicas han sido suplantados en muchos casos por bancos de capacitores shunt.

Un compensador sincrónico es una máquina sincrónica [3] cuya salida de potencia reactiva es controlada en forma continua variando la corriente de excitación, como se muestra en la Figura 52. Cuando una máquina sincrónica se encuentra subexcitada y se conecta a un sistema de potencia se comporta como un inductor, es decir absorbiendo potencia reactiva del sistema. Sin embargo, cuando se encuentra sobreexcitada funciona como un capacitor, inyectando potencia reactiva en el sistema de potencia. La máquina se encuentra excitada normalmente a la corriente base cuando su tensión de salida iguala a la tensión del sistema, y no intercambia potencia reactiva con el sistema. El trozo punteado en la curva característica corresponde a una carga por encima de la corriente máxima de estator.

Figura 52. Relación entre la corriente de estator y la de campo en un compensador sincrónico.

Los compensadores sincrónicos se conectan a los sistemas de potencia a través de un transformador de acoplamiento. En aplicaciones de control de tensión, la pendiente deseada en la característica tensión de estado estacionario versus corriente se implementa con la reactancia del transformador de acoplamiento. La magnitud de la pendiente puede ser ajustada por el control de la excitación.

Los compensadores sincrónicos suelen ser refrigerados con hidrógeno, y se han reportados portes de fabricación de hasta 350 MVA. Los compensadores sincrónicos están caracterizados por respuestas del sistema de control relativamente lentas (100-500ms) debido a grandes constantes de tiempo del campo. Como son dispositivos rotantes requieren un mantenimiento regular y son más caros que los compensadores estáticos de un porte equivalente.

4.3.1. Aplicaciones

Los compensadores sincrónicos son utilizados en las siguientes aplicaciones.

1. Control de grandes excursiones de tensión.
2. Soporte dinámico de potencia reactiva en los terminales de HVDC.

Control de grandes excursiones de tensión

Para cambios bruscos en la tensión terminal, la provisión de potencia reactiva del compensador sincrónico está impuesta inicialmente por las reactancias subtransitoria y transitoria, de menor porte que la reactancia sincrónica. Esta situación hace que el compensador transitoriamente entregue

mayores valores de potencia reactiva, lo que resulta favorable para la más rápida recuperación de la tensión controlada.

Por ejemplo en condiciones severas de sobretensión, un compensador sincrónico absorbe intrínsecamente una cantidad importante de potencia reactiva aún cuando la corriente de campo permanece inalterada. Como la constante de tiempo térmica del compensador sincrónico es grande, puede ser sobrecargado en forma segura por un pequeño período de tiempo. Por ejemplo, si la tensión terminal se degrada a 0.8 pu, el compensador sincrónico puede ser utilizado para proveer 1.5 pu de la potencia reactiva durante 1 minuto para corregir la caída de tensión. La cantidad de sobrecarga capacitiva depende de los márgenes de los límites de tensión de la excitación.

Soporte dinámico de potencia reactiva en los terminales de HVDC

Los compensadores sincrónicos se conectan a la salida del inversor de los sistemas HVDC para proveer la parte controlable de los requerimientos de potencia reactiva del inversor y también para ayudar a regular la salida de alterna del inversor aumentando la potencia de cortocircuito del sistema de alterna. Un compensador sincrónico puede modelarse como una fuente de tensión controlada en serie con una reactancia, como se muestra en la Figura 53.

Cuando es visto desde los terminales del inversor, el compensador sincrónico aparece en paralelo con la reactancia equivalente del sistema de potencia. Los enlaces de HVDC suelen ser conectados a sistemas de potencia débiles, los cuales son sensibles a fallas si no se toman las adecuadas medidas de control. Por lo tanto, la compensación de los sistemas de potencia débiles utilizando compensadores sincrónicos representa una ventaja frente a los SVC, que si bien son más rápidos, no contribuyen a aumentar el nivel de cortocircuito del sistema.

Figura 53. Circuito equivalente de un compensador sincrónico conectado en los terminales de salida del inversor de un enlace HVDC.

4. 4. Reactor saturable (SR)

4. 4. 1. Configuración

Este compensador comprende un reactor auto-saturable, polifásico y compensado en armónicas, en paralelo con un capacitor conmutable [3], [4]. El reactor saturable (SR) provee el control de la potencia reactiva, mientras que el capacitor da el offset del rango de factor de potencia en adelanto.

4. 4. 2. Principios de Operación

El principio de operación del reactor saturable se muestra en la Figura 54(a). El elemento de control es el núcleo magnético saturable, cuya curva de magnetización idealizada se muestra en la Figura 54 (b), en términos del flujo y de la corriente.

Si se asumen corrientes sinusoidales en los arrollamientos, la forma de onda del flujo y, por ende, de la tensión ($u = Nd\phi/dt$) se muestran en la misma Figura 54(b). La forma de onda del flujo es una onda triangular truncada a los niveles de saturación $\pm\phi_s$. La tensión resulta en una serie de pulsos, pero como la forma de onda del flujo es casi independiente de la corriente, la componente fundamental de la tensión es prácticamente *constante*.

En la práctica, la saturación de la curva de magnetización no es perfectamente plana, sino que es lineal y con baja pendiente (baja permeabilidad relativa). El resultado es una pequeña pendiente positiva para la zona de saturación de la componente fundamental de la tensión versus la corriente senoidal aplicada, como se muestra en la Figura 54(c). La propiedad de componente fundamental constante de la tensión es consecuencia directa de las transiciones entre los niveles positivo y negativo de saturación del núcleo.

Figura 54. Principio de un reactor saturable. (a) Elementos del reactor saturable. (b) Flujo, corriente y formas de onda. (c) Variación de la tensión fundamental con la corriente.

El reactor saturable previamente descrito no es utilizado en los sistemas eléctricos debido a la gran distorsión en tensiones y corrientes que introduce. Las armónicas se minimizan utilizando un diseño especial que consiste en un reactor multiacoplado como se muestra en la Figura 55. Este reactor está constituido por 9 ramas igualmente espaciadas, sólo una de ellas no saturada en un instante de tiempo. Cada rama se satura alternativamente en una dirección negativa o positiva resultando en un total de 18 no saturaciones distintas por ciclo. Este modo de operación lleva a la generación de armónicas características en el orden de $18k \pm 1$, esto es 17^a , 19^a , 35^a , 37^a etc. Una compensación

interna adicional atenúa el nivel de estas armónicas a menos del 2 % lo que reduce la necesidad de filtros externos.

Figura 55. Reactor polifásico. Núcleo magnético y arrollamientos.

El compensador de reactor saturable tiene una capacidad inherente para controlar tensión. Responde directamente a las variaciones en la tensión terminal y no utiliza ningún control externo para la regulación de tensión. En aplicaciones de alta tensión, el compensador SR se conecta a las barras del sistema de transmisión por medio de transformadores de acoplamiento.

Un compensador SR típico se muestra en la Figura 56. La característica tensión-corriente en estado estacionario se muestra en la Figura 57. La reactancia efectiva correspondiente a la pendiente de la curva de saturación del SR varía entre el 8 y el 15% del porte, lo que se atribuye a la inductancia residual del hierro saturado. Sin embargo, para la regulación de tensión esta pendiente debe ser reducida al 3-5 %. Con este propósito se instala un capacitor corrector de pendiente en serie con el reactor saturable. Para prevenir la ocurrencia de oscilaciones subarmónicas provenientes de la interacción entre el capacitor corrector de pendiente, el reactor saturable y la reactancia de la red, se instala un filtro de amortiguamiento en bornes del capacitor corrector de pendiente. De forma ocasional se suele instalar un capacitor, con su filtro asociado, en serie con el transformador de acoplamiento para agregar una polarización a la reactancia y mejorar la regulación en la barra de alta tensión.

La conexión de un capacitor shunt extiende el rango de la potencia reactiva continuamente controlable a factor de potencia en adelante. Este capacitor está equipado con pequeños inductores para proveer el filtrado de las armónicas generadas por el SR. La tensión de referencia de la característica tensión-corriente puede ser modificada ajustando la relación de transformación del transformador de acoplamiento.

Gracias a su núcleo de hierro, el compensador SR posee una capacidad de sobrecarga de corriente de 3 o 4 p.u., lo que lo hace muy apropiado para controlar sobretensiones temporarias. En la ausencia de capacitores correctores de pendiente, el SR es el más rápido de todos los SVC. El capacitor corrector de pendiente reduce el tiempo de respuesta a 1.5 y 2 ciclos, lo que es comparable con un reactor controlado por tiristores (TCR).

Figura 56. Compensador de reactor saturable.

Figura 57. Característica de Operación de un compensador SR.

4. 4. 3. Aplicaciones

El SR es un dispositivo muy confiable y suele ser empleado para:

1. El control de grandes excursiones de tensión.
2. La mitigación de flicker.
3. La compensación de potencia reactiva en los terminales de HVDC.

Los rangos comerciales de los compensadores SR se extienden hasta los 270 MVar.

4. 5. Reactor Controlado por Tiristor (TCR)

El Reactor Controlado por Tiristor (TCR) es uno de los bloques utilizado más frecuentemente en los SVC [3], [4] y [5]. A pesar de que puede ser utilizado como compensador por si mismo, suele emplearse en conjunto con capacitores fijos o conmutados para proveer un control continuo en el rango de atraso adelante seleccionado.

4. 5. 1. EL TCR monofásico

El TCR monofásico básico comprende un par de tiristores conectados en antiparalelo T_1 y T_2 , en serie con un reactor lineal con núcleo de aire como se muestra en la Figura 58. Los tiristores en antiparalelo funcionan como una llave bidireccional, con el tiristor T_1 conduciendo en el semiciclo positivo y el tiristor T_2 conduciendo en el semiciclo negativo de la tensión de alimentación. El ángulo de disparo de los tiristores se mide desde el cruce por cero de la tensión en sus terminales.

Figura 58. Diagrama circuitual de un TCR monofásico.

El rango de control de los ángulos de disparo se extiende desde 90° a 180° . Un ángulo de disparo de 90° resulta en la conducción plena en el tiristor con un ciclo completo de corriente sinusoidal circulando por el TCR. A medida que el ángulo de disparo se varía entre 90° hasta 180° , la corriente circula con la forma de pulsos discontinuos ubicados simétricamente en los semiciclos positivos y negativos como se muestra en la Figura 59. Los ángulos de disparo por debajo de los 90° introducen una componente de continua en la corriente, perturbando la simetría de operación de los dos tiristores.

Una característica del proceso de conmutación en línea con el que operan los tiristores es que una vez que comenzó la conducción del tiristor, cualquier modificación en el ángulo de disparo sólo puede implementarse en el siguiente medio ciclo, lo que se conoce como tiempo muerto del tiristor.

Sea la tensión de alimentación expresada como:

$$u_s(t) = U \sin(\omega t) \quad (4.17)$$

Donde U es el valor pico de la tensión aplicada y ω es la frecuencia angular de la tensión del sistema. La corriente del TCR está dada por la siguiente ecuación diferencial:

$$L \frac{di(t)}{dt} - u_s(t) = 0 \quad (4.18)$$

Donde L es la inductancia del TCR. Si se integra la ecuación diferencial se obtiene:

$$i(t) = \frac{1}{L} \int u_s(t) dt + C \quad (4.19)$$

Donde C es una constante. Alternativamente:

$$i(t) = -\frac{U}{\omega L} \cos(\omega t) + C \quad (4.20)$$

Para la condición de frontera $i(\omega t = \alpha) = 0$ resulta:

$$i(t) = -\frac{U}{\omega L} (\cos \alpha - \cos \omega t) \quad (4.21)$$

Donde α es el ángulo de disparo medido desde el cruce por cero positivo de la tensión aplicada.

Figura 59. Corrientes y tensiones para diferentes ángulos de disparo.

Si se utiliza el análisis de Fourier para obtener la componente fundamental de la corriente del TCR $I_1(\alpha)$ que en su forma general esta dada por:

$$I_1(\alpha) = a_1 \cos(\omega t) + b_1 \sin(\omega t) \quad (4.22)$$

Donde $b_1 = 0$ debido a la simetría impar de la forma de onda, esto es $f(x) = f(-x)$. Además no se generan armónicas pares debido a la simetría de media onda, esto es, $f(x + T/2) = -f(x)$. El coeficiente a_1 esta dado por:

$$a_1 = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} i(t) \cos\left(\frac{2\pi t}{T}\right) dt \quad (4.23)$$

Resolviendo resulta:

$$I_1(\alpha) = \frac{U}{\omega L} \left(1 - \frac{2\alpha}{\pi} - \frac{1}{\pi} \sin(2\alpha) \right) \quad (4.24)$$

El ángulo de disparo (α) está relacionado con el ángulo de conducción (σ) por la siguiente fórmula:

$$\alpha + \frac{\sigma}{2} = \pi \quad (4.25)$$

Por lo tanto, la expresión de la corriente resulta:

$$I_1(\sigma) = \frac{\sigma - \sin(\sigma)}{\pi \omega L} \quad (4.26)$$

Las expresiones de la corriente pueden ser escritas como:

$$I_1(\alpha) = U B_{TCR}(\alpha) \quad (4.27)$$

Donde:

$$B_{TCR}(\alpha) = B_{\max} \left(1 - \frac{2\alpha}{\pi} - \frac{1}{\pi} \sin(2\alpha) \right) \quad (4.28)$$

Con: $B_{\max} = 1/\omega L$

$$I_1(\sigma) = U B_{TCR}(\sigma) \quad (4.29)$$

Donde:

$$B_{TCR}(\sigma) = B_{\max} \left(\frac{\sigma - \sin(\sigma)}{\pi} \right) \quad (4.30)$$

La variación en por unidad del valor de B_{TCR} con el ángulo de disparo se muestra en la Figura 60. El valor en por unidad de B_{TCR} es obtenido con respecto al valor máximo $B_{\max}$ como cantidad base.

Figura 60. Característica de control de la susceptancia del TCR.

El TCR actúa como una susceptancia variable. Las variaciones del ángulo de disparo modifican la susceptancia y consecuentemente la componente fundamental de la corriente, lo que lleva a la variación de la potencia reactiva absorbida por el reactor, ya que la tensión alterna aplicada es constante. El efecto de aumentar el ángulo de disparo es el de reducir la componente fundamental de la corriente. Esto es equivalente a un aumento de la inductancia del reactor, lo que reduce su potencia reactiva. Sin embargo, a medida que el ángulo de disparo se incrementa por encima de los 90°, la corriente se hace no sinusoidal y se generan armónicas. Si los dos tiristores se disparan simétricamente en los semiciclos positivos y negativos se producirán sólo armónicas impares.

Este principio de control se denomina **control de fase**.

El valor eficaz de la n-esima armónica se expresa en función del ángulo de disparo, y puede calcularse con la siguiente ecuación:

$$I_n(\alpha) = \frac{U}{\omega L} \frac{2}{\pi} \left[-2 \frac{\cos \alpha}{n} \sin(n\alpha) + \frac{\sin(n-1)\alpha}{n-1} + \frac{\sin(n+1)\alpha}{n+1} \right] \quad (4.31)$$

$$I_n(\alpha) = \frac{U}{\omega L} \frac{4}{\pi} \left[\frac{\sin(\alpha) \cos(n\alpha) - n \cos(\alpha) \sin(n\alpha)}{n(n^2 - 1)} \right] \quad (4.32)$$

Donde $n = 2k \pm 1$ con $k = 1, 2, 3, \dots$

La variación de amplitud de las diferentes armónicas se muestra en la Figura 61, mientras que la misma gráfica pero para la distorsión total de corriente se muestra en la Figura 62.

De las figuras se observa que las armónicas no tienen su valor máximo para el mismo ángulo de disparo. Los valores máximos de las principales armónicas, expresados en por ciento del valor de corriente fundamental se muestran en la Figura 61.

Es importante notar que cada grupo de tiristores está compuesto por muchas ramas en paralelo, compuestas cada una de ellas por varios tiristores en serie. La conexión serie refuerza la capacidad de bloqueo de tensión del grupo, de forma tal de corresponder con la tensión secundaria del transformador de acoplamiento. Por otra parte, la conexión en paralelo aumenta la capacidad de corriente del grupo. El número exacto de tiristores en serie y en paralelo está determinado por un proceso de optimización que depende del porte individual de los semiconductores y del transformador de acoplamiento.

Figura 61. Armónicas en la corriente del TCR.

Figura 62. Corriente fundamental y distorsión total de corriente.

4. 5. 2. El TCR trifásico

En la Figura 63 se muestra un TCR trifásico de 6 pulsos conectado en triángulo y compuesto por tres TCR monofásicos. El inductor en cada fase se divide en dos mitades, cada una de ellas en cada lado de los pares de tiristores en paralelo para prevenir que toda la tensión de alterna aparezca en las llaves y las dañe si aparece un cortocircuito entre los terminales del reactor. Las corrientes de fase y de línea se muestran también en la Figura 63.

Si las tensiones trifásicas son balanceadas, si los tres reactores son idénticos y si los tiristores son disparados simétricamente con igual ángulo en cada fase, entonces los pulsos de corriente resultan

simétricos en el semiciclo positivo y en el negativo y se generan sólo armónicas impares. Los valores porcentuales de las armónicas respecto de la fundamental, tanto en las corrientes de línea como en las de fase son los mismos.

La conexión en triángulo de las tres fases del TCR previene que las armónicas múltiplos de tres se transmitan al sistema de potencia.

Figura 63. TCR trifásico en triángulo y sus corrientes de fase y de línea para diferentes ángulos de disparo.

La cancelación de las armónicas múltiplo de tres puede explicarse de la siguiente forma: Sean i_{ABn} , i_{BCn} e i_{CAN} las corrientes armónicas de orden n en las ramas del triángulo, e i_{An} , i_{Bn} e i_{Cn} las corrientes de línea respectivas del TCR. Las corrientes de 3ª armónica pueden ser expresadas de la siguiente manera:

$$i_{AB3} = a_3 \cos(3\omega t + \phi_3) \quad (4.33)$$

$$i_{BC3} = a_3 \cos\left(3\omega t + \phi_3 - 3\frac{2\pi}{3}\right) = a_3 \cos(3\omega t + \phi_3 - 2\pi) \quad (4.34)$$

$$i_{CA3} = a_3 \cos\left(3\omega t + \phi_3 - 3\frac{4\pi}{3}\right) = a_3 \cos(3\omega t + \phi_3 - 4\pi) \quad (4.35)$$

Por lo tanto:

$$i_{AB3} = i_{BC3} = i_{CA3} \quad (4.36)$$

Las tres corrientes están en fase y circulan en el triángulo de tiristores, formando un sistema de secuencia cero. Se deduce que la tercera armónica de las corrientes de línea se reduce a cero por:

$$i_{A3} = i_{AB3} - i_{CA3} = 0 \quad (4.37)$$

$$i_{B3} = i_{BC3} - i_{AB3} = 0 \quad (4.38)$$

$$i_{C3} = i_{CA3} - i_{BC3} = 0 \quad (4.39)$$

Un análisis similar que todas las armónicas múltiplo de tres se cancelan. Por lo tanto, en condiciones de operación balanceada, todas las componentes armónicas de orden $3p + 3$, con $p = 0, 1, 2, 3, \dots$ no circulan por las líneas.

Un análisis similar puede realizarse para las armónicas 5ª y 7ª como sigue:

$$i_{AB5} = a_5 \cos(5\omega t + \phi_5) \quad (4.40)$$

$$i_{BC5} = a_5 \cos\left(5\omega t + \phi_5 - 5\frac{2\pi}{3}\right) = a_5 \cos\left(5\omega t + \phi_5 - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (4.41)$$

$$i_{CA5} = a_5 \cos\left(5\omega t + \phi_5 - 5\frac{4\pi}{3}\right) = a_5 \cos\left(5\omega t + \phi_5 - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.42)$$

Los ángulos de fase para las tres corrientes de línea indican que la 5ª armónica representa una corriente de secuencia inversa. Lo mismo se aplica para las armónicas de orden $6p + 5$, con $p = 0, 1, 2, 3, \dots$. Estas armónicas no se cancelan y circulan por las líneas.

$$i_{AB7} = a_7 \cos(7\omega t + \phi_7) \quad (4.43)$$

$$i_{BC7} = a_7 \cos\left(7\omega t + \phi_7 - 7\frac{2\pi}{3}\right) = a_7 \cos\left(7\omega t + \phi_7 - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.44)$$

$$i_{CA7} = a_7 \cos\left(7\omega t + \phi_7 - 7\frac{4\pi}{3}\right) = a_7 \cos\left(7\omega t + \phi_7 - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (4.45)$$

Los ángulos de fase para las tres corrientes de línea indican que la 7ª armónica representa una corriente de secuencia directa. Lo mismo se aplica para las armónicas de orden $6p + 1$, con $p = 0, 1, 2, 3, \dots$. Estas armónicas no se cancelan y circulan por las líneas.

Las condiciones de operación balanceada pueden no ser satisfechas en instalaciones reales. Por ejemplo, los reactores pueden no ser idénticos, o las fuentes de tensión pueden ser distintas. Este desbalance resulta en la emisión de armónicas no-características, incluyendo armónicas múltiplo de tres. La magnitud de estas armónicas suele ser insignificante en condiciones de operación normal, pero durante fallas severas la asimetría en el disparo de los tiristores puede resultar en una componente de continua que puede causar la saturación del transformador de acoplamiento y aumentar la inyección de armónicas.

En adición a las armónicas, existe una pequeña componente de corriente en fase (0.5 a 2%) de frecuencia fundamental que representa las pérdidas resistivas en los arrollamientos del TCR. Los valores típicos para el factor de mérito $Q = \omega L/R$ están entre 40 y 100.

Es común la utilización de filtros en paralelo con el TCR. Estos filtros están sintonizados para la 5ª y 7ª armónicas. En algunos casos existen filtros específicos para la 11ª y la 13ª o simplemente un filtro pasaaltos. Un diagrama esquemático de un TCR de 6 pulsos se muestra en la Figura 64. Suele ser deseable en aplicaciones para los sistemas de potencia disponer de potencia reactiva capacitiva controlable, por lo tanto se conecta un capacitor en paralelo con el TCR. Este capacitor puede ser fijo o puede conmutarse por medio de interruptores mecánicos o tiristores. Las principales ventajas de los

TCR son la flexibilidad del control y la facilidad para aumentar su porte. Pueden ser implementadas diferentes estrategias de control en función de señales externas suplementarias y mejorar notablemente el desempeño del sistema de potencia.

La referencia de tensión y la pendiente de corriente (que se explicará más adelante) pueden ser controladas de una manera muy simple. Debido a su naturaleza modular, es posible aumentar el porte de un TCR adicionando bancos de TCR, siempre que no se exceda la capacidad del transformador de acoplamiento.

Los TCR no poseen una gran capacidad de sobrecarga debido al diseño con núcleo de aire de los reactores. Responden rápidamente, típicamente de 1.5 a 3 ciclos, dependiendo de los retardos de medición, los parámetros del sistema de control y la reactancia equivalente del sistema de potencia.

Se han instalado TCR en sistemas de potencia con porte de hasta 300 MVA.

Figura 64. Diagrama unifilar de un compensador TCR con capacitores shunt.

Un método de reducción de armónicas es dividir el TCR principal en n segmentos TCR cada uno con un porte de $1/n$ del porte total del TCR. De estos n TCR se controla el ángulo de disparo de uno sólo de ellos, mientras que los otros son conmutados on-off para absorber la cantidad deseada de potencia reactiva. Dado que el porte del reactor controlable se disminuye en un factor n , la magnitud de cada armónica individual se encuentra atenuada por el mismo factor en comparación con la componente fundamental de la corriente. Por otra parte, también se disminuye el porte de los filtros de armónicas.

La reducción de armónicas lograda con esta configuración está acompañada por un aumento en el costo debido al aumento de la cantidad de tiristores. Por lo tanto un TCR compuesto por segmentos de reactores conmutados por tiristores (TSR) resulta en una opción más costosa que un TCR convencional.

4.5.3. El TCR de 12 pulsos

Un TCR de 12 pulsos consiste en un arreglo de dos TCR de 6 pulsos desplazados en fase 30° . El TCR de 12 pulsos necesita un transformador de tres arrollamientos con dos secundarios o bien dos transformadores con el primario igualmente conectado. En ambos casos, uno de los secundarios se conecta en estrella y el otro en triángulo.

Conceptualmente, el funcionamiento de un TCR de 12 pulsos se explica a partir de la Figura 65, utilizando los diagramas fasoriales de dos TCR conectados en triángulo. Cada uno de los TCR se energiza mediante un transformador con diferente configuración.

La Figura 65(a) muestra el circuito de un TCR con un transformador estrella-estrella y los diagramas fasoriales de las corrientes de fase y de línea para la componente fundamental, la 5ª y 7ª armónicas. El circuito correspondiente para el transformador conectado en estrella-triángulo se muestra en la Figura 65(b). Es importante destacar que la relación de transformación en ambos transformadores es elegida de forma tal de obtener las mismas corrientes de línea.

Figura 65. Relaciones fasoriales de las corrientes en un TCR de 12 pulsos.

Los dos diagramas fasoriales son comparables directamente debido a que la referencia de los fasores es la corriente fundamental de la fase A del lado primario. Puede observarse que cada TCR de 6 pulsos genera la misma corriente fundamental (magnitud y fase) en el lado primario de cada transformador. La tercera armónica no existe del lado primario del transformador porque se cancela en los arreglos en triángulo de ambos TCR. Tanto la 5ª como la 7ª armónica presentan la misma magnitud pero fase opuesta en ambas configuraciones. Los arrollamientos en estrella de los dos transformadores pueden combinarse y formar un único transformador de tres arrollamientos. Las corrientes de los dos TCR de 6 pulsos se suman para el caso de la componente fundamental pero se restan y cancelan en el caso de la 5ª y 7ª armónica y lo mismo ocurre para todas las armónicas de orden $[6(2n+1)\pm 1]$.

La gran reducción de armónicas que se obtiene con el TCR de 12 pulsos alivia notablemente los requerimientos de los filtros de armónicas. En lugar de emplear filtros sintonizados en la 5ª y 7ª armónica como en el caso de los TCR de 6 pulsos, se puede emplear un filtro pasaaltos. Nuevamente, la reducción de armónicas esta asociada con un incremento en el costo debido al aumento en el número de tiristores y la presencia de un transformador con tres arrollamientos.

4.5.4. Características de operación de un TCR

4.4.4.1 Características de Operación sin control de tensión

La configuración más simple de un SVC consiste de un TCR conectado al sistema de potencia como se muestra en la Figura 66. Para el análisis del desempeño del compensador se utiliza sólo la frecuencia fundamental. En la Figura 66 se reemplaza al TCR completo por un reactor continuamente variable. La corriente sinusoidal que circula por el reactor es igual a la componente fundamental de la corriente distorsionada que circula por el TCR. B_{TCR} es la susceptancia variable en el equivalente del TCR.

Figura 66. SVC simple utilizando un TCR.

Para un SVC general, con una reactancia desconocida pero inductiva pura, la susceptancia total del compensador B_{SVC} puede ser definida por la siguiente ecuación.

$$\dot{I}_{SVC} = Uj\dot{B}_{SVC} \quad (4.46)$$

En el caso simple de un TCR, la susceptancia del compensador es:

$$B_{SVC} = B_{TCR} \quad (4.47)$$

Característica tensión-corriente o Características de Operación

Esta curva muestra la corriente de un SVC como una función de la tensión del sistema para diferentes ángulos de disparo, como se muestra en la Figura 67. Esta característica tensión-corriente está dada en un sentido muy general. Se asume que no existe un sistema de control que varía el ángulo de disparo, y es posible cualquier punto de operación entre los dos límites dependiendo de la tensión del sistema y del ángulo de disparo. Esta característica ilustra claramente los límites del rango de operación y puede incluir las características de estado estacionario de diversos tipos de controles. Esta característica es la forma habitual de definir al compensador ya que muestra el desempeño en estado estacionario.

Figura 67. Características tensión-corriente de un SVC.

Característica de susceptancia de un TCR

La Figura 68 ilustra el cambio en la susceptancia total del SVC cuando varía la susceptancia del TCR. La característica de susceptancia en este caso es muy simple porque $B_{SVC} = B_{TCR}$. La susceptancia del TCR es negativa, lo que indica que el TCR es un componente que maneja potencia reactiva inductiva. Esta característica es de fundamental interés en el análisis de los sistemas de control (los sistemas de control afectan el ángulo de disparo mientras que la susceptancia total B_{SVC} afecta al sistema de potencia).

Figura 68. Característica de susceptancia de un TCR.

4.4.4.2 Características de Operación con control de tensión

El rango de operación de la Figura 67 puede reducirse a una única característica si se incorpora un control de tensión. Se asume entonces que el compensador se encuentra equipado con el control de tensión que se muestra en la Figura 69(a). Se mide la tensión del sistema y el sistema realimentado varía B_{TCR} para mantener U_{ref} en el sistema. Esta acción de control se representa en la característica de operación de la Figura 69(b) como una línea recta marcada como *rango de control*.

Figura 69. (a) Sistema de control de un SVC. (b) Característica tensión-corriente.

En la Figura 69(b) se muestran dos características del sistema de transmisión, denominadas sistema 1 y sistema 2 que ilustran la disminución de la tensión del sistema cuando el nodo se carga con una carga inductiva y absorbe potencia reactiva. Los puntos de operación correspondientes para las dos condiciones del sistema son A_1 y A_2 . Si la tensión del sistema 2 aumenta, resulta en la nueva característica sistema 2'. El punto de operación A se mueve a la derecha y alcanza el límite de absorción del compensador. Cualquier aumento posterior de la tensión del sistema no puede ser compensada por el sistema de control porque el reactor del TCR se encuentra en conducción plena.

El punto de operación A_2 se moverá hacia arriba en la curva característica, correspondiendo al reactor completo conectado al sistema. El compensador opera entonces en el *rango de sobrecarga*, por encima del cual se encuentra el límite de corriente impuesto por el sistema de control para prevenir el daño de los tiristores por sobrecorriente. Si la tensión del sistema cae excesivamente, el compensador alcanzará el límite de producción, y el punto de operación caerá en el *rango de sub-tensión*.

4. 6. Reactor Controlado por Tiristor con Capacitores Fijos (FC-TCR)

El TCR provee sólo potencia reactiva inductiva controlable. Para extender el rango de control a potencia reactiva capacitiva, se conectan bancos de capacitores fijos en paralelo con el TCR. El porte del TCR en MVA se hace mayor que el porte de los capacitores fijos para compensar (cancelar) la potencia reactiva capacitiva y poder proveer una potencia reactiva inductiva neta. Los bancos de capacitores suelen conectarse en estrella y se dividen en más de un grupo trifásico. Cada capacitor tiene conectado en serie un inductor que sintoniza la rama para que actúe como filtro para una determinada armónica. Por ejemplo, un grupo se sintoniza a la 5ª armónica, otro a la 7ª y otro actúa como un filtro pasaaltos. A la frecuencia fundamental el reactor de sintonía reduce levemente la

potencia reactiva de los bancos de capacitores. En la Figura 70 se muestra un diagrama unifilar de un compensador FC-TCR.

Figura 70. Compensador estático tipo FC-TCR.

4. 6. 1. Características de Operación

4.4.4.1 Sin transformador reductor de acoplamiento

La característica tensión-corriente de un compensador FC-TCR se muestra en la Figura 71(b). El capacitor fijo extiende el rango de control hacia la potencia reactiva capacitiva. La corriente del SVC, I_{SVC} puede ser expresada como una función de la tensión del sistema U y la susceptancia del compensador B_{SVC} , como sigue:

$$\dot{I}_{SVC} = Uj\dot{B}_{SVC} \quad (4.48)$$

Donde:

$$B_{SVC} = B_C + B_{TCR} \quad \text{y} \quad B_C = \omega C \quad (4.49)$$

La Figura 71(b) y la Figura 71(c), muestran la característica de operación y la susceptancia de este tipo de compensador. En ambas figuras se observa que es posible generar o absorber potencia reactiva.

4.4.4.2 Con transformador reductor de acoplamiento

Un FC-TCR suele ser conectado al sistema de potencia por medio de un transformador reductor como se muestra en la Figura 72. La susceptancia del compensador B_{SVC} está dada por:

$$B_{SVC} = \frac{B_{\sigma}(B_C + B_{TCR})}{B_{\sigma} + B_C + B_{TCR}} = \frac{1}{1 + \frac{B_C + B_{TCR}}{B_{\sigma}}}(B_C + B_{TCR}) \quad (4.50)$$

Donde B_{σ} es la susceptancia del transformador y B_{TCR} es variable desde 0 a B_L de acuerdo al ángulo de disparo variando entre 180° y 90° .

Figura 71. Características de Operación de un FC-TCR sin transformador de acoplamiento.

La susceptancia en el límite de producción (capacitiva), teniendo en cuenta $B_{TCR} = 0$ y $\alpha = 180^{\circ}$ se expresa como:

$$B_{SVC\max} = \frac{B_{\sigma}B_C}{B_{\sigma} + B_C} \quad (4.51)$$

La susceptancia en el límite de absorción (inductiva), esto es, con $B_{TCR} = B_L$ y $\alpha = 90^{\circ}$ se expresa como:

$$B_{SVC\min} = \frac{B_{\sigma}(B_C + B_L)}{B_{\sigma} + B_C + B_L} \quad (4.52)$$

Debe notarse que B_L es una cantidad negativa. Un análisis de la susceptancia B_{SVC} del compensador estático muestra que no cambia linealmente con B_{TCR} . Sin embargo, si $(B_C/B_{\sigma}) \ll 1$ y $(B_L/B_{\sigma}) \ll 1$, que es normalmente el caso, la no-linealidad es relativamente pequeña. Esto implica que la reactancia del transformador de acoplamiento es mucho menor que las reactancias del capacitor fijo y del TCR.

La susceptancia B_{SVC} del compensador puede aproximarse por la siguiente relación lineal:

$$B_{SVC} = \left(1 - \frac{B_C}{B_\sigma}\right) B_C + \left(1 - \frac{2B_C + B_{TCR}}{B_\sigma}\right) B_{TCR} \quad (4.53)$$

Los límites de la susceptancia según la ecuación (4.53) son:

$$B_{SVC\max} = \left(1 - \frac{B_C}{B_\sigma}\right) B_C \quad (4.54)$$

$$B_{SVC\min} = \left(1 - \frac{B_C + B_L}{B_\sigma}\right) (B_C + B_L) \quad (4.55)$$

La tensión en el secundario del transformador está dada por:

$$\dot{U}_2 = \dot{I}_{SVC} \frac{1}{j(B_C + B_{TCR})} \quad (4.56)$$

La corriente $\dot{I}_{SVC}$ puede expresarse como una función de la tensión del sistema $\dot{U}$ y la susceptancia total del compensador B_{SVC} . Es importante notar que la tensión U_2 en el secundario está en fase con la tensión U del sistema, siendo U_2 mayor o menor que U si la susceptancia del compensador B_{SVC} es respectivamente capacitiva o inductiva.

$$U_2 = U \frac{B_\sigma}{B_\sigma + B_C + B_{TCR}} \quad (4.57)$$

Las tensiones en los límites de operación del compensador se obtienen como:

$$U_{2cap} = U \frac{B_\sigma}{B_\sigma + B_C} \approx U \left(1 - \frac{B_C}{B_\sigma}\right) \quad (4.58)$$

$$U_{2ind} = U \frac{B_\sigma}{B_\sigma + B_C + B_L} \approx U \left(1 - \frac{B_C + B_L}{B_\sigma}\right) \quad (4.59)$$

Ejemplo de aplicación

En la Figura 72 se muestran los parámetros típicos de un SVC tipo FC-TCR. Los parámetros característicos en los límites del rango de operación pueden ser calculados a partir de las fórmulas presentadas. Para los cálculos se utiliza el sistema en p.u. con las siguientes cantidades base:

$U_{base} = U_{nominal}$ es la tensión nominal del sistema.

$Q_{base} = Q_{SVCcap}$ es la máxima potencia reactiva generada a la tensión nominal.

La corriente del SVC y la tensión en el secundario del transformador se calculan bajo la suposición de que la tensión del sistema es 1 p.u. Los resultados se muestran en la Tabla XI.

Tabla XI. Características de operación del SVC

Límite de generación de reactivo	Límite de absorción de reactivo
$B_{SVC} = 1 \text{ pu}$	$B_{SVC} = -0.3 \text{ pu}$
$I_{SVC} = -1 \text{ pu}$	$I_{SVC} = 0.3 \text{ pu}$

Figura 72. FC-TCR con transformador reductor y Característica U-I.

4. 7. Capacitor conmutado por Tiristor (TSC)

El circuito básico de un TSC consiste en un par de tiristores conectados en antiparalelo que actúan como una llave bidireccional en serie con un capacitor y un pequeño reactor limitador de corriente, como se muestra en la Figura 73.

Cada tiristor permite la conducción en un número entero de medios ciclos. A diferencia con el TCR, no se realiza control de fase sobre el capacitor.

Los tiristores se encienden en los instantes en los cuales la tensión sobre ellos es mínima, para evitar los transitorios de conexión. Despreciando dichos transitorios, la corriente del TSC es sinusoidal y libre de armónicas, y por lo tanto no necesitan de la adición de filtros.

El reactor se instala para limitar los transitorios de corriente en condiciones de sobretensión y cuando se conmuta en una condición de tensión inadecuada. La magnitud del inductor se elige de forma tal de dar una frecuencia natural de resonancia del orden de 4 o 5 veces la frecuencia nominal del sistema. Otra función de este inductor es la de actuar junto con el capacitor como filtro para las armónicas generadas por el TCR. En algunos casos se proveen circuitos de descarga rápida para los capacitores, para eliminar la carga atrapa antes de la desconexión del mismo.

Figura 73. TSC básico y formas de onda asociadas a su funcionamiento.

Si la tensión de la fuente está dada por:

$$u_s(t) = U \sin(\omega_0 t) \quad (4.60)$$

Donde ω_0 es la frecuencia nominal del sistema. El análisis de la corriente luego del comienzo de la conducción de uno de los tiristores en $t = 0$ lleva al siguiente resultado:

$$i(t) = I_{AC} \cos(\omega_0 t + \alpha) - nB_C \left(U_{C0} - \frac{n^2}{n^2 - 1} U \sin(\alpha) \right) \sin(\omega_n t) - I_{AC} \cos(\alpha) \cos(\omega_n t) \quad (4.61)$$

Donde la frecuencia natural es:

$$\omega_n = n\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.62)$$

La frecuencia natural en por unidad se calcula como:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{|X_C|}{|X_L|}} \quad (4.63)$$

La corriente I_{AC} se define como:

$$I_{AC} = U \frac{B_C B_L}{B_C + B_L} \quad (4.64)$$

Y U_{C0} es la tensión inicial del capacitor para $t = 0$. Es importante tener en cuenta que no se ha considerado el amortiguamiento en las ecuaciones presentadas.

El análisis de (4.61) permite diferenciar los distintos términos presentes:

Término que contiene a ω_0 :

Este término representa la solución de estado estacionario. La corriente adelanta a la tensión en 90° . La magnitud de la corriente puede expresarse en forma alternativa como:

$$I_{AC} = U \cdot B_C \frac{n^2}{n^2 - 1} \quad (4.65)$$

En (4.65) se observa un factor de magnificación de la corriente dado por $n^2/(n^2-1)$, debido a la presencia del reactor. El mismo factor de magnificación se encuentra presente en la tensión del capacitor:

$$U_C = I \cdot X_C = U \frac{n^2}{n^2 - 1} \quad (4.66)$$

Es interesante estudiar la magnificación en función de la sintonía de la rama TSC. El resultado se presenta en la Figura 74. Para circuitos LC sintonizados a frecuencias de resonancia por encima de tres veces la frecuencia fundamental del sistema, el factor de magnificación se acerca a la unidad. Por debajo de $3\omega_0$, el factor de magnificación aumenta muy rápidamente. En circuitos prácticos, la relación n se elige por encima de 3 (Típicamente 4 o 5).

Figura 74. Factor de magnificación de corriente y tensión en el capacitor en función de la sintonía del TSC.

Términos que contiene a la frecuencia natural ω_n :

Estos términos representan el transitorio. Es interesante analizar si estos términos pueden anularse. De (4.61) se observa que deben cumplirse simultáneamente dos condiciones para eliminar los transitorios:

$$\cos(\alpha) = 0 \Rightarrow \sin(\alpha) = \pm 1 \quad (4.67)$$

$$U_{C0} = \pm U \frac{n^2}{n^2 - 1} = I_{AC} X_C \quad (4.68)$$

La condición expresada en (4.67) indica que para evitar transitorios, el tiristor debe dispararse en un pico positivo o negativo de la tensión de alimentación. La segunda condición (4.68) indica que el capacitor debe cargarse a un valor predeterminado. En la práctica existen varios problemas en la implementación de la estrategia de disparo de los tiristores, lo que impide evitar los transitorios:

- En los sitios de instalación de los TSC, las tensiones no son sinusoidales puras y constantes. Esto hace que los tiristores no disparen en la condición ideal.
- Mantener cargados a los capacitores al valor $U \cdot n^2 / (n^2 - 1)$ requiere de un equipamiento extra. Se suele mantener cargados a los capacitores a un valor U , pero esto implica la presencia de transitorios.

Si se consideran las pérdidas en el análisis del comportamiento del TSC, los términos oscilatorios resultan amortiguados, pero el análisis presentado sigue siendo válido.

Los TSC trifásicos están compuestos por tres TSC trifásicos conectados en delta, que son alimentados por el secundario en triángulo de un transformador reductor como se muestra en la Figura 75(b). En la Figura 75(c) se muestra una alternativa con tres TSC conectados en una configuración en estrella.

Figura 75. Diferentes configuraciones de TSC. (a) Circuito monofásico, (b) TSC trifásico conectado en triángulo y (c) TSC trifásico conectado en estrella.

Un compensador TSC práctico está compuesto por n bancos trifásicos de TSC del mismo porte, conectados en paralelo. La susceptancia total en cualquier momento es la suma de las susceptancias de todos los TSC que se encuentran en servicio.

El TSC provee una rápida respuesta, típicamente entre medio ciclo y un ciclo. Sin embargo este tiempo de respuesta debe extenderse debido a los retardos en los sistemas de medición y control.

4. 7. 1. Características de Operación del TSC.

El TSC tiene una característica de operación tensión-corriente discreta, como se muestra en la Figura 76. La forma de esta característica es una función del número de unidades, del porte individual de las mismas y de la tensión de histéresis ΔU , que se introduce para evitar las conmutaciones frecuentes de los capacitores. En la operación de control de tensión a lazo cerrado, el TSC regula la tensión de la barra dentro del rango $V_{ref} \pm \Delta U/2$.

Figura 76. Característica de operación de un TSC.

4. 8. Reactor Controlado por Tiristor y Capacitor Conmutado por Tiristor (TCR-TSC)

El compensador TCR-TSC se muestra en la Figura 77. Usualmente comprende n bancos TSC y un único TCR conectado en paralelo. El porte del TCR se elige de forma tal de ser $1/n$ el porte total del SVC. Los capacitores pueden ser conmutados en pasos discretos, mientras que el control continuo de la potencia reactiva entre cada se paso se realiza con el TCR. Por lo tanto, el máximo rango inductivo del SVC se corresponde con el porte del TCR.

Figura 77. Diagrama general de un compensador tipo TCR-TSC.

Como el porte del TCR es pequeño, la generación de armónicas se ve sustancialmente reducida. Las ramas TSC se sintonizan a las armónicas dominantes por medio de los reactores limitadores de corriente. Para evitar la condición en la cual todos los TSC y consecuentemente, todos los filtros de armónicos queden fuera de servicio con el TCR en operación, se suele colocar un filtro fijo.

Las motivaciones principales en el desarrollo del TCR-TSC fueron el refuerzo de la capacidad del compensador durante las grandes perturbaciones y la reducción de las pérdidas en estado estacionario. Durante grandes perturbaciones, un FC-TCR se comporta como un circuito LC y tiende a resonar con la impedancia del sistema. La situación se agrava particularmente cuando se sufren severas excursiones de tensión debidas a rechazos de carga. En este evento, el TCR-TSC puede desconectar rápidamente todos los capacitores del compensador y eliminar las resonancias.

4.8.1. Características de Operación del TCR-TSC

Un esquema TCR-TSC puede considerarse como un esquema FC-TCR donde al capacitor puede tener un número diferente de valores. Por lo tanto la comprensión del TSC-TCR puede ser obtenida aplicando la teoría del FC-TCR a un ejemplo práctico.

La configuración de ejemplo se muestra en la Figura 78. El SVC consiste en tres TSC y un TCR en una configuración de 6 pulsos, y tienen el mismo porte que en el ejemplo presentado para la configuración FC-TCR. Se asume que las ramas del TSC están sintonizadas a $n = 5$, y que todas las ramas son iguales.

Figura 78. Ejemplo práctico de un compensador TSC-TCR de 6 pulsos con tres TSC.

Cálculo de los límites del Rango de Operación

Las ecuaciones obtenidas para el FC-TCR pueden ser utilizadas para determinar la susceptancia del SVC en los límites del rango de operación. Para obtener el valor de la susceptancia en el límite de producción se reemplaza B_C por B_{C3} en la ecuación (4.51). La susceptancia B_{C3} se define como la susceptancia de las tres ramas de TSC conectadas en paralelo, y considera la influencia de los reactores limitadores de corriente. B_C se considera cero para el esquema con TSC en el límite de absorción, ya que todos los capacitores se encuentran desconectados.

Con los datos dados, la susceptancia en el límite de producción está dada por:

$$B_{SVC \max} = \frac{B_\sigma B_{C3}}{B_\sigma + B_{C3}} = 1 pu \quad (4.69)$$

La susceptancia en el límite de absorción está dada por:

$$B_{SVC \min} = \frac{B_\sigma B_L}{B_\sigma + B_L} = -0.3 pu \quad (4.70)$$

Estos resultados demuestran que el porte del TSC-TCR es el mismo que el analizado en el ejemplo para el FC-TCR. Las características de operación del TSC-TCR pueden obtenerse aplicando las mismas ecuaciones que para el FC-TCR asumiendo que hay uno, dos o tres capacitores conectados.

La corriente total del compensador puede obtenerse como:

$$I_{SVC} = -U \frac{B_\sigma (B_{C3} + B_{TCR})}{B_\sigma + B_{C3} + B_{TCR}} \quad (4.71)$$

El signo negativo indica una corriente capacitiva. Las corrientes en los dos límites son:

$$I_{SVCcap} = -U \frac{B_\sigma B_{C3}}{B_\sigma + B_{C3}} = -1 pu \quad (4.72)$$

$$I_{SVCind} = -U \frac{B_\sigma (B_{C3} + B_L)}{B_\sigma + B_{C3} + B_L} = -0.595 pu \quad (4.73)$$

La corriente en el límite inductivo con tres TSC sigue siendo capacitiva.

Los subrangos con dos, uno o cero TSC se determinan de la misma forma que los subrangos obtenidos para tres TSC. En la Figura 79 se muestran los resultados. Se observa que los subrangos se solapan, lo que es necesario para un control continuo y estable. La figura también muestra las tensiones en el secundario del transformador y en el capacitor, calculadas respectivamente con:

$$U_2 = U \frac{B_\sigma}{B_\sigma + B_C + B_{TCR}} \quad (4.74)$$

$$U_C = IX_C = U \frac{n^2}{n^2 - 1} \quad (4.75)$$

Se observa que la tensión en el capacitor sufre una magnificación en función de la sintonía de la rama TSC. Para circuitos LC sintonizados a frecuencias de resonancia del orden de tres veces o más la frecuencia del sistema, el factor de magnificación es cercano a la unidad. Si el circuito está sintonizado a una frecuencia por debajo de $3\omega_0$, el factor de magnificación aumenta notablemente. En los esquemas prácticos se selecciona n entre 4 y 5.

4. 8. 2. Control de tensión con SVC

La función principal de los SVC en los sistemas de potencia es el control de la tensión. Las características dinámica y de estado estacionario de los SVC describen la variación de la tensión del SVC en función de la corriente o de la potencia reactiva. Las dos alternativas mencionadas se presentan en la Figura 80 y en la Figura 81.

Figura 81. Característica tensión-potencia reactiva del SVC.

Característica dinámica

La tensión de referencia U_{ref} es la tensión en los terminales del SVC durante la condición de flote, es decir cuando no intercambia potencia reactiva con el sistema. La tensión de referencia puede ser modificada entre el límite máximo U_{refmax} y el mínimo U_{refmin} por el sistema de control del SVC. Los valores típicos suelen ser $U_{refmax} = 1.05$ y $U_{refmin} = 0.95$.

El rango de control lineal, es el rango de control dentro del cual la tensión Terminal del SVC varía linealmente con la corriente o la potencia reactiva.

La pendiente de la característica U-I se define como la relación entre el cambio de la magnitud de la tensión y el cambio de la magnitud de la corriente a lo largo del rango de control lineal del SVC. Por lo tanto la pendiente K_{SL} se define como:

$$K_{SL} = \frac{\Delta U}{\Delta I} \quad [\Omega] \quad (4.76)$$

Donde:

ΔU : Es el cambio en la magnitud de la tensión

ΔI : Es el cambio en la magnitud de la corriente

El valor en por unidad de la pendiente se obtiene como:

$$K_{SL} = \frac{\Delta U / U_r}{\Delta I / I_r} \quad [pu] \quad (4.77)$$

Donde U_r e I_r representan los valores nominales de tensión y corriente del SVC.

Para $\Delta I = I_r$ resulta:

$$K_{SL} = \frac{\Delta U}{U_r} \quad [pu] \quad (4.78)$$

Por lo tanto, la pendiente puede ser definida alternativamente como el cambio de tensión en por ciento de la tensión nominal medido en el mayor salida de potencia reactiva inductiva o capacitiva, dado que el mayor valor de potencia reactiva corresponde al valor base de potencia reactiva del SVC.

De forma similar, la pendiente suele ser expresada como una reactancia equivalente:

$$X_{SL} = K_{SL} \quad [pu] \quad (4.79)$$

La pendiente puede ser modificada por el sistema de control del TCR. El valor de dicha pendiente se mantiene entre 1 y 10% tomando valores típicos entre 3 y 5%. A pesar de que se espera que el SVC regule la tensión de la barra a la cual se conecta, esto es, mantenga un valor de tensión constante dentro del rango de regulación, resulta importante incorporar esta pendiente en la característica tensión-corriente.

Característica dinámica

Cuando el SVC sale de la zona de control lineal, entra en la zona de sobrecarga, donde se comporta como un inductor fijo.

Límite de sobrecorriente

Para prevenir que los tiristores se encuentren sometidos a un excesivo calentamiento, dentro del rango de sobrecarga se limita a la máxima corriente inductiva a un valor máximo constante.

Característica de estado estacionario

La característica de estado estacionario es muy similar a la característica dinámica, excepto por la banda muerta en la tensión como se muestra en la Figura 80. En ausencia de esta banda muerta, el SVC en estado estacionario tenderá a moverse hacia los límites de potencia reactiva para proveer la regulación de tensión. No es deseable dejar al SVC con un pequeño margen de potencia reactiva para futuros controles de tensión ante contingencias del sistema de potencia.

Para prevenir este corrimiento hacia los límites se coloca una banda muerta alrededor de U_{ref} , que mantiene la corriente I_{SVC} en un valor cercano a cero. Por lo tanto, la potencia reactiva se mantiene constante en un valor de referencia, típicamente igual al requerimiento de potencia reactiva de los filtros.

Control de la tensión con el SVC

La acción de control de tensión del SVC puede ser explicada a través de un diagrama simplificado del SVC y del sistema de potencia como se muestra en la Figura 82.

Figura 82. (a) Diagrama simplificado del sistema de potencia y el SVC.
 (b) Diagrama fasorial del sistema para una corriente inductiva del SVC.
 (c) Característica tensión-corriente del sistema y el SVC.

EL sistema de potencia, visto desde los terminales del SVC, se modela como una fuente de tensión equivalente U_s con una reactancia equivalente X_s . La reactancia del sistema corresponde a la potencia de cortocircuito en MVA en la barra de conexión del SVC y se calcula como:

$$X_s = \frac{U_b^2}{S_c} \quad (4.80)$$

Donde:

S_c Potencia de cortocircuito trifásica en MVA en la barra de conexión del SVC.

U_b Tensión de línea.

Si el SVC maneja una corriente reactiva I_{SVC} , en ausencia del regulador de tensión del SVC, la tensión en la barra de conexión del SVC resulta:

$$U_s = U_{SVC} + I_{SVC}X_s \quad (4.81)$$

$$U_s = U_{SVC} \angle 0^\circ + I_{SVC} \angle -90^\circ \cdot X_s \angle 90^\circ \quad (4.82)$$

$$U_s = (U_{SVC} + I_{SVC}X_s) \angle 0^\circ \quad (4.83)$$

Lo que lleva al resultado presentado en (4.81). La corriente en el SVC resulta en una caída de tensión $I_{SVC}X_s$ en fase con la tensión del sistema U_s . La tensión en la barra del SVC decrece con la corriente inductiva y crece con la corriente capacitiva. Una implicancia de (4.81) es que el SVC es más efectivo en el control de sistemas débiles (X_s grande) y menos efectivo en sistemas de potencia fuertes (X_s pequeño).

La característica dinámica del SVC, mostrada en la Figura 82, describe la compensación de potencia reactiva provista por el SVC, en respuesta a las variaciones de la tensión en la barra. La intersección de la característica dinámica del SVC con la característica del sistema provee el punto de operación del SVC.

La acción de control del SVC, en el rango lineal de operación, se describe como:

$$U_{SVC} = U_{ref} + X_{SL} I_{SVC} \quad (4.84)$$

Donde I_{SVC} es positiva si la corriente es inductiva y es negativa si la corriente es capacitiva.

Ventajas de la incorporación de la pendiente en la característica U-I del SVC.

La incorporación de una pendiente en la regulación de tensión provee las siguientes ventajas:

- Reduce sustancialmente el porte del SVC para lograr prácticamente los mismos objetivos de control. A modo de ejemplo, el porte de un SVC puede reducirse a la mitad, agregando una pendiente del 5% en la característica U-I. Se tendrá en este caso una regulación de tensión del 2.5%.
- Previene que el SVC alcance los límites de reactivo frecuentemente.
- Facilitar el intercambio de potencia reactiva entre múltiples compensadores operando en paralelo.

Influencia del SVC en la tensión del sistema

A) Despreciando la reactancia del transformador de acoplamiento.

El SVC se comporta como una susceptancia controlada, y su efectividad en controlar la tensión del sistema depende de la robustez del sistema. La impedancia equivalente del sistema determina la magnitud de la variación de tensión causada por un cambio en la corriente reactiva del SVC. La tensión en la barra esta dada por (4.84). Linealizando esta ecuación alrededor de un punto de trabajo, se tiene la variación de la tensión en el SVC en función del cambio en su corriente. Luego, para una tensión equivalente del sistema de valor constante resulta:

$$\Delta U_{SVC} = -X_s \cdot \Delta I_{SVC} \quad (4.85)$$

La tensión en el SVC se relaciona con la corriente en el SVC a través de su reactancia como:

$$I_{SVC} = B_{SVC} \cdot U_{SVC} \quad (4.86)$$

Para pequeños cambios incrementales, se linealiza (4.86) para dar el siguiente resultado:

$$\Delta I_{SVC} = B_{SVC0} \cdot \Delta U_{SVC} + \Delta B_{SVC} \cdot U_{SVC0} \quad (4.87)$$

Sustituyendo ΔI_{SVC} de (4.87) en (4.85) se obtiene:

$$\frac{\Delta U_{SVC}}{\Delta B_{SVC}} = \frac{-U_{SVC0}}{E_{SCR} + B_{SVC0}} \quad (4.88)$$

Donde la relación de cortocircuito efectiva E_{SCR} se define como:

$$E_{SCR} = \frac{1}{(-\Delta U_{SVC} / \Delta I_{SVC})} = \frac{1}{X_s} = B_s \quad (4.89)$$

Donde B_s es la susceptancia equivalente del sistema.

B) Considerando la reactancia del transformador de acoplamiento.

Como se muestra en la Figura 83, la inclusión del transformador de acoplamiento del SVC separa la tensión de la barra de conexión del SVC y la tensión del sistema.

Figura 83. Representación del SVC y del sistema de potencia incluyendo la reactancia del transformador.

La relación entre estas tensiones es:

$$\frac{U_{SVC}}{U_H} = \frac{1}{1 + X_T B_{SVC}} \quad (4.90)$$

Linealizando (4.90) resulta:

$$\Delta U_{SVC} (1 + X_T B_{SVC0}) + U_{SVC0} X_T \Delta B_{SVC} = \Delta U_H \quad (4.91)$$

Sustituyendo (4.91) en (4.90) y reagrupando resulta:

$$\frac{\Delta U_H}{\Delta U_{SVC}} = - \frac{U_{H0}}{(E_{SCR} + B_{SVC0})} \left(\frac{1 - X_T E_{SCR}}{1 + X_T B_{SVC0}} \right) \quad (4.92)$$

C) La Ganancia del sistema.

El efecto del SVC en la tensión del sistema puede aproximarse a partir de la combinación de (4.84) y (4.86) como:

$$U_{SVC} = \frac{U_s (1/B_{SVC})}{(X_s + 1/B_{SVC})} = \frac{U_s}{(1 + B_{SVC}/E_{SCR})} \quad (4.93)$$

Donde X_s es la reactancia de cortocircuito equivalente del sistema en paralelo con la reactancia capacitiva del SVC. En los sistemas de potencia generalmente se cumple que $X_s \ll 1/B_{SVC}$ y por lo tanto puede expandirse (4.93) como:

$$U_{SVC} \cong U_s \left(1 - \frac{B_{SVC}}{E_{SCR}} \right) \quad (4.94)$$

El cambio en la tensión del SVC (ΔU) está dado por:

$$\Delta U = U_s - U_{SVC} \quad (4.95)$$

Esto puede expresarse como:

$$\Delta U = \frac{U_s \cdot B_{SVC}}{E_{SCR}} = K_N \cdot B_{SVC} \quad (4.96)$$

Donde K_N se define como la ganancia del sistema y se calcula como:

$$K_N = \frac{U_s}{E_{SCR}} = \frac{U_s}{B_s} \quad (4.97)$$

La ganancia del sistema relaciona la desviación de tensión en la tensión de la barra del SVC con la susceptancia del mismo. Un aumento de la susceptancia inductiva B_{SVC} hace que ΔU se haga más positiva, y por lo tanto aumente la caída de tensión en la barra de conexión del SVC. En el análisis precedente se ha asumido que $U_{SVC0} \cong U_s$, $E_{SCR} \gg B_{SVC0}$ y además $\Delta U = -\Delta U_{SVC}$.

De las expresiones previamente desarrolladas puede realizarse un diseño preliminar del regulador de tensión del SVC. Sin embargo, es importante destacar que la ganancia del sistema K_N depende de la tensión de sistema y de la impedancia equivalente X_s , parámetros que varían dinámicamente con la configuración del sistema de potencia. Un sistema de potencia débil corresponderá a un valor alto de la ganancia del sistema y un sistema de potencia robusto corresponderá a un valor bajo de la ganancia equivalente del sistema.

Las ecuaciones previamente desarrolladas se basan en valores absolutos. Para los estudios de control, es deseable utilizar valores en por unidad. Si se elige a la base de tensión y a la base de susceptancia como:

$$U_b = U_{nominal} \quad (4.98)$$

Donde $U_{nominal}$ es la tensión nominal de la barra de conexión del SVC

$$B_b = B_{max} - B_{min} \quad (4.99)$$

Donde B_{max} es la susceptancia máxima del SVC (completamente capacitivo) y B_{min} es la susceptancia mínima del SVC (completamente inductivo). La ganancia del sistema en por unidad es entonces:

$$K_N = \frac{U_s}{U_b} \cdot \frac{B_b}{B_s} \quad (4.100)$$

Multiplicando y dividiendo por U_b^2 y reordenando resulta:

$$K_N = \frac{U_S}{U_b} \cdot \frac{B_b}{B_S} \cdot \frac{U_b^2}{U_b^2} = \frac{U_S}{U_b} \cdot \frac{Q_{SVC}}{B_S U_S U_b \frac{U_b}{U_S}} = \frac{U_S Q_{SVC}}{U_b S_C \frac{U_b}{U_S}} \quad (4.101)$$

Asumiendo que U_S/U_b es cercano a la unidad, la ganancia en por unidad se expresa como:

$$K_N = \frac{\Delta U_{SVC}}{B_{SVC}} = \frac{Q_{SVC}}{S_C} \quad [pu] \quad (4.102)$$

La ganancia del sistema se modificará con las variaciones en la potencia de cortocircuito de la red.

Diseño del regulador de tensión del SVC

Existen tres alternativas para modelar el regulador de tensión como se muestra en la Figura 84: la forma ganancia-constante de tiempo Figura 84 (a), la forma integrador con realimentación de susceptancia Figura 84 (b) y la forma integrador con pendiente de corriente Figura 84 (c).

Figura 84. Diagramas alternativos del regulador de tensión.

En la representación ganancia-constante de tiempo, el regulador de tensión se expresa por la siguiente función de transferencia:

$$G_R(s) = \frac{K_R}{1 + sT_R} \quad (4.103)$$

Donde:

K_R es la ganancia estática, definida como; $1/K_{SL}$ (pu)

K_{SL} es la pendiente de corriente (pu)

T_R es la constante de tiempo del regulador (s)

Suele adicionarse un término de ganancia transitoria K_T definida como:

$$K_T = \frac{K_R}{T_R} \quad (4.104)$$

En la representación integrador con pendiente de corriente, el regulador de tensión se describe como un integrador, con la siguiente expresión:

$$G_R(s) = \frac{1}{sR_R} \quad (4.105)$$

Donde: R_R es la velocidad de respuesta (ms/pu)

La constante de tiempo del regulador T_R y la velocidad de respuesta están relacionadas por:

$$T_R = \frac{R_R}{K_{SL}} \quad (4.106)$$

Diseño simplificado basado en la ganancia del sistema

Este diseño considera un controlador proporcional-integral (PI) con un lazo de corriente. Este método se denomina simplificado porque se modela al sistema de potencia como una reactancia equivalente y no se tiene en cuenta la dinámica del generador en el desempeño del controlador. Sin embargo, este método es muy importante, ya que explica claramente la influencia de la robustez del sistema y la pendiente del sistema en la respuesta del controlador.

En la Figura 85 se muestra un diagrama en bloques del sistema compensado con el SVC. En este sistema se asume que:

- 1) El cambio en la tensión del sistema ΔU causado por el SVC es pequeño.
- 2) La tensión de la barra del SVC está muy cercana a la tensión nominal de la barra, esto es $U_{SVC} \cong 1$ pu.
- 3) Las variaciones en la tensión de referencia del SVC son muy pequeñas.
- 4) Las mediciones de tensión y corriente se consideran idénticas.
- 5) Se ignoran las conmutaciones de las ramas TSC, y el efecto de las corrientes capacitivas es tenido en cuenta en U_{ref} .
- 6) La única variable que se considera es la corriente inductiva I_L , la cual reduce reduce la tensión de la barra en ΔU . El efecto de la corriente capacitiva constante en la tensión de la barra del SVC se incorpora en U_0 .

Figura 85. Diagrama en bloques del control de tensión.

Las corrientes I_L en el TCR e I_C en el TSC están dadas por:

$$I_L = Y_L U_{SVC} \cong Y_L \quad [pu] \quad (4.107)$$

$$I_C = Y_C U_{SVC} \cong Y_C \quad [pu] \quad (4.108)$$

La función de transferencia que denota el control de fase de los tiristores, incluyendo los respectivos retardos es:

$$G_Y(s) = \frac{e^{-sT_d}}{1 + sT_Y} \quad (4.109)$$

Donde:

T_d es el tiempo muerto de los tiristores. ($\cong 1.7$ ms).

T_Y es el retardo de disparo en los tiristores, debido al disparo secuencial de los mismos ($\cong 5$ ms).

Es posible determinar el controlador PI que proporciona la respuesta estable más rápida, para la condición de sistema más débil como:

$$G_R(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{sT_Y} \right) = -\frac{1}{2(K_{SL} + K_{Nmax})} \left(1 + \frac{1}{sT_Y} \right) \quad (4.110)$$

La función de transferencia total a lazo cerrado $G_w(s)$ del sistema de control para variaciones incrementales se define como:

$$G_w(s) = \frac{\Delta U(s)}{\Delta U_{ref}(s)} = \frac{K_N \cdot G_R \cdot G_Y}{1 + (K_{SL} + K_N) G_R \cdot G_Y \cdot H_M} \quad (4.111)$$

Donde H_M es la función de transferencia del sistema de medición.

Para obtener la respuesta temporal del sistema de control es posible considerar la constante de tiempo más grande del sistema resultando:

$$G_W(s) = \frac{K_N}{(K_{SL} + K_N)} \frac{sT_W}{1 + sT_W} \quad (4.112)$$

Donde:

$$T_W = 2 \left(\frac{K_{SL} + K_{N\max}}{K_{SL} + K_N} \right) T_Y \quad (4.113)$$

Por lo tanto, para un cambio en la tensión de referencia ΔU_{ref} , la tensión en la barra del SVC varía como:

$$\Delta U = \frac{K_N}{K_{SL} + K_N} \Delta U_{\text{ref}} (1 - e^{-t/T_W}) \quad (4.114)$$

De (4.114) es posible extraer las siguientes conclusiones:

- 1) Un cambio en ΔU_{ref} hace que la tensión del SVC varíe de la forma $k \cdot U_{\text{ref}}$ debido a la pendiente de corriente, donde $k = K_N / (K_{SL} + K_N)$.
- 2) La respuesta más rápida se obtiene cuando $K_N = K_{N\max}$, esto es para el sistema más débil. En este caso la constante de tiempo óptima se obtiene de (4.113), resultando en un valor $T_{W\text{optimo}} = 2T_Y$.

Se espera que el regulador de tensión se mantenga estable en todas las configuraciones posibles de la red, y que asegure una rápida velocidad de respuesta bajo estas condiciones. Por el tanto, el regulador de tensión se optimiza para el nivel de cortocircuito más bajo.

Reescribiendo (4.113) resulta:

$$\frac{T_W}{2T_Y} = \frac{T_W}{T_{W\text{optima}}} = \frac{K_{SL} + K_{N\max}}{K_{SL} + K_N} = \frac{\frac{K_{SL}}{K_{N\max}} + 1}{\frac{K_{SL}}{K_{N\max}} + \frac{K_N}{K_{N\max}}} \quad (4.115)$$

De (4.102) se deduce que:

$$K_{N\max} = \frac{Q_{SVC}}{S_{C\min}} \quad (4.116)$$

$$\frac{T_W}{T_{W\text{optima}}} = \frac{\frac{K_{SL}}{K_{N\max}} + 1}{\frac{K_{SL}}{K_{N\max}} + \frac{S_{C\min}}{S_C}} \quad (4.117)$$

Para una potencia de cortocircuito dada, el tiempo de respuesta del sistema de control aumenta (se hace más lento) con valores decrecientes de la pendiente de corriente. De forma similar, la respuesta temporal se incrementa a medida que la potencia de cortocircuito se incrementa por encima del valor más bajo. Si se elige un valor de pendiente grande (a expensas de disminuir la regulación de tensión) el aumento en la respuesta temporal del sistema con el aumento de la potencia de cortocircuito se hace menor.

Sobre la base de estas observaciones, se concluye que debe elegirse un valor grande de la pendiente de corriente, preferentemente entre 3 y 5%.

Ejemplo:

Un SVC conectado a un sistema de 735 kV tiene un rango de funcionamiento de potencia reactiva de +350 MVar (capacitivo) a -100 MVar (inductivo). El valor de la pendiente de corriente se selecciona en 4%. El nivel de cortocircuito del sistema se especifica de la siguiente forma:

- La corriente de cortocircuito máxima es 50 kA
- La corriente de cortocircuito mínima en condiciones normales de operación es 5 kA
- La corriente de cortocircuito mínima durante la recuperación del sistema luego de la pérdida de una línea de transmisión es 0.5 kA.

Determine:

- 1) La ganancia en por unidad que asegure la operación estable en el rango de corrientes de cortocircuito entre 5 y 50 kA.
- 2) El cambio en la respuesta temporal del sistema de control para las variaciones del sistema.
- 3) La ganancia en por unidad del regulador de tensión para una operación estable del sistema, con corrientes de cortocircuito entre 0.5 kA y 50 kA.
- 4) El cambio en la respuesta temporal del sistema de control para las variaciones del sistema descritas en el punto 3.

Solución:

1) La ganancia del sistema está dada por la ecuación:

$$K_N = \frac{\Delta U_{SVC}}{B_{SVC}} = \frac{Q_{SVC}}{S_C} \quad [pu]$$

Donde: $\sqrt{3}U_b I_b$

$$S_{C_{\min}} = \sqrt{3} \cdot 735 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^3 = 6365 MVA$$

$$S_{C_{\max}} = \sqrt{3} \cdot 735 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^3 = 63653 MVA$$

$$K_{N_{\max}} = \frac{Q_{SVC}}{S_{C_{\min}}} = \frac{350 - (-100)}{6365} = 0.0707 pu$$

$$K_{N_{\min}} = \frac{Q_{SVC}}{S_{C_{\max}}} = \frac{350 - (-100)}{63653} = 0.00707 pu$$

El regulador se optimiza para $K_{N_{\max}}$. Por lo tanto, la ganancia proporcional del regulador de tensión está dada por:

$$K_p = -\frac{1}{2(K_{SL} + K_{N_{\max}})} = -\frac{1}{2(0.04 + 0.0707)} = -4.52$$

2) La variación en la velocidad de respuesta se calcula como:

$$\frac{T_w}{2T_y} = \frac{K_{SL} + K_{N_{\max}}}{K_{SL} + K_N} = \frac{0.04 + 0.0707}{0.04 + K_N} = \frac{0.111}{0.04 + K_N}$$

$$\text{Para } K_N = K_{N\max} = 0.0707 \quad \frac{T_W}{2T_Y} = 1$$

$$\text{Para } K_N = K_{N\min} = 0.00707 \quad \frac{T_W}{2T_Y} = 2.36$$

Este resultado demuestra que la respuesta del SVC se hace 2.36 veces más lenta si la corriente de cortocircuito del sistema cambia de 5 kA a 50 kA.

3) Si se elige como condición de red más débil a la correspondiente a una corriente de cortocircuito de 0.5 kA, resulta:

$$K_{N\max} = \frac{Q_{SVC}}{S_{C\min}} = \frac{350 - (-100)}{\sqrt{3} \cdot 735 \cdot 0.5} = 0.707 \text{ pu}$$

La ganancia proporcional del regulador de tensión es entonces:

$$K_p = -\frac{1}{2(K_{SL} + K_{N\max})} = -\frac{1}{2(0.04 + 0.707)} = -0.669$$

3) La variación en la velocidad de respuesta para estos nuevos parámetros se calcula como:

$$\frac{T_W}{2T_Y} = \frac{K_{SL} + K_{N\max}}{K_{SL} + K_N} = \frac{0.04 + 0.707}{0.04 + K_N} = \frac{0.747}{0.04 + K_N}$$

$$\text{Para } K_N = K_{N\max} = 0.707 \quad \frac{T_W}{2T_Y} = 1$$

$$\text{Para } K_N = K_{N\min} = 0.00707 \quad \frac{T_W}{2T_Y} = 15.86$$

La condición del sistema con 500 A de corriente de cortocircuito es completamente anormal y no debe elegirse como condición de operación más débil de la red. Si se ajustaran los parámetros del regulador de tensión en esta condición se obtendría una velocidad de respuesta 16 veces menor que la óptima en la condición de operación con mayor corriente de cortocircuito.

4. 9. Capacitor Serie Controlado por Tiristor (TCSC)

4. 9. 1. El compensador TCSC

El módulo TCSC básico comprende un capacitor serie C en paralelo con un reactor controlado por tiristor L_S , como se muestra en la Figura 86(a) [3], [5]. Sin embargo, un módulo TCSC incluye también equipamiento de protección, que se instala normalmente en serie con el capacitor, como se muestra en la Figura 86(b).

Figura 86. Módulo TCSC: (a) módulo básico y (b) módulo práctico.

Se conecta normalmente un varistor de óxido de metal (MOV) que es esencialmente un resistor no-lineal en paralelo con el capacitor, para prevenir la ocurrencia de sobretensiones en el capacitor. El varistor ayuda a que el capacitor permanezca en servicio durante las condiciones de falla y ayuda a aumentar la estabilidad transitoria.

En paralelo con el capacitor se instala un interruptor CB , para controlar su inserción en la línea. Adicionalmente, el interruptor cortocircuita al capacitor si ocurren fallas severas. Se incorpora también al circuito un inductor limitador de corriente L_d para limitar la magnitud y la frecuencia de la corriente en capacitor.

Si se requiere que las llaves operen en conducción plena durante grandes intervalos de tiempo, las pérdidas de conducción se minimizan instalando contactos de ultra alta velocidad ($UHSC$) en bornes de los tiristores. Estos contactos metálicos poseen pérdidas prácticamente nulas y son capaces de realizar múltiples maniobras. El contacto metálico se cierra brevemente luego que el tiristor se enciende y se abre brevemente antes de que el tiristor se apague. Durante una sobrecarga repentina del tiristor, el contacto metálico se cierra para aliviar la circulación de corriente en el mismo.

Un sistema TCSC completo comprende una combinación en cascada de muchos módulos TCSC junto con un capacitor fijo. Este capacitor fijo se instala principalmente para minimizar costos. Un TCSC conceptual con múltiples módulos TCSC se muestra en la Figura 87. Los capacitores C_1 , C_2 , C_n en los diferentes módulos TCSC pueden ser de diferentes valores para proveer un amplio rango de control. El inductor en serie con los tiristores se divide en dos partes para proteger al tiristor en caso de cortocircuito del inductor.

Figura 87. Sistema TCSC típico.

4.9.2. Operación del TCSC

El TCSC es una reactancia capacitiva serie controlada, que puede proveer un control continuo de la potencia reactiva en un amplio rango. Desde el punto de vista del sistema, en una línea con compensación serie el principio de la compensación serie variable es simplemente incrementar el valor de la tensión de frecuencia fundamental en bornes del capacitor fijo, a partir de la apropiada variación del ángulo de disparo del tiristor α . Este aumento de la tensión modifica el valor efectivo de la reactancia capacitiva serie.

Una comprensión simple del funcionamiento del TCSC puede obtenerse analizando la conducta de un inductor variable en paralelo con un capacitor fijo, como se muestra en la Figura 88.

Figura 88. Inductor variable en paralelo con un capacitor fijo.

La impedancia equivalente Z_{eq} de esta combinación LC se expresa como:

$$Z_{eq} = \left(\frac{\frac{1}{j\omega C} j\omega L}{\frac{1}{j\omega C} + j\omega L} \right) = -j \frac{1}{\omega C - \frac{1}{\omega L}} \quad (4.118)$$

Si $\omega C - 1/\omega L > 0$ o en otras palabras, $\omega L > 1/\omega C$, la reactancia del capacitor fijo es menor que la del reactor y, por lo tanto, el inductor aumenta la reactancia capacitiva equivalente de la combinación LC por encima de la del capacitor fijo.

Si $\omega C - 1/\omega L = 0$, se produce una resonancia que resulta en una impedancia infinita, lo que resulta en una condición inaceptable.

Si $\omega C - 1/\omega L < 0$, la combinación LC provee una inductancia por encima de la del inductor fijo. Esta situación corresponde al modo de operación de ajuste inductivo del TCSC.

En el modo de capacidad variable del TCSC, a medida que se aumenta la reactancia inductiva del inductor variable, la reactancia capacitiva equivalente disminuye. El valor mínimo de la reactancia capacitiva es obtenido para valores muy grandes de la reactancia inductiva o cuando el inductor se desconecta, momento en el cual es igual al de la reactancia del capacitor fijo.

La conducta del TCSC es similar a la de la combinación LC paralelo. La diferencia es que el análisis de la combinación LC se basa en la presencia de tensión y corriente sinusoidal, mientras que en el TCSC las formas de onda de tensión y corriente no son sinusoidales debido a las conmutaciones del tiristor.

4.9.3. Modos de Operación del TCSC

Existen esencialmente tres modos de operación del TCSC según se ilustra en la Figura 89. La descripción de cada uno de ellos se presenta a continuación.

Figura 89. Diferentes modos de Operación del TCSC. (a) Modo tiristor cortocircuitado, (b) modo tiristor bloqueado, (c) modo control fino del capacitor y (d) modo control fino del inductor.

Modo tiristor cortocircuitado

En este modo de operación, los tiristores se encuentran en conducción plena, con un ángulo de conducción de 180° . Los pulsos de compuerta son aplicados cuando la tensión en bornes del tiristor alcanza el valor cero y se hace positiva, resultando en una circulación de corriente sinusoidal a través de los tiristores. El módulo TCSC se comporta como una combinación paralelo LC. Sin embargo la corriente neta en el módulo es inductiva, debido a que la susceptancia del reactor se elige mayor que la del capacitor.

Este modo de funcionamiento es diferente a la operación interruptor cortocircuitado, en la cual el interruptor en paralelo con el capacitor se cierra para remover el TCSC del circuito ante fallas o sobretensiones transitorias.

Este modo se emplea con propósitos de control y para funciones de protección. Siempre que el módulo TCSC se cortocircuita debido a una violación en el límite de corriente, debe transcurrir un período de tiempo para poder insertar el módulo luego de desaparecida la falla.

Modo tiristor bloqueado

En este modo, también conocido como modo de espera, se bloquea los pulsos de disparo de los tiristores. Si los tiristores están conduciendo y se recibe el comando de bloqueo, los tiristores dejan de conducir tan pronto como la corriente a través de ellos pasa por cero. El módulo TCSC se reduce entonces a un capacitor fijo, y la reactancia neta es capacitiva.

Modo tiristor parcialmente conductor

Este modo permite que el TCSC se comporte como una reactancia capacitiva continuamente controlable o como una reactancia inductiva continuamente controlable. Esto se logra variando el ángulo de disparo del par de tiristores dentro de un rango apropiado. Sin embargo, no es posible una transición suave desde el modo capacitivo al modo inductivo debido a la región de resonancia entre los dos modos.

Una variante de este funcionamiento es el modo *control fino del capacitor*, en el cual los tiristores son disparados cuando la tensión y la corriente en el capacitor tienen polaridad opuesta. Esta condición provoca una corriente en el reactor con una dirección opuesta a la del capacitor y, por lo tanto, resulta un lazo de corriente circulando en el TCSC. Esta corriente aumenta la tensión en bornes del capacitor, reforzando la reactancia capacitiva equivalente y el nivel de compensación serie para la misma corriente de línea.

Para evitar la resonancia, el ángulo de disparo se mantiene en el rango $\alpha_{\min} < \alpha < 180^\circ$. La corriente de lazo se incrementa a medida que el ángulo α disminuye de 180° a $\alpha_{\min}$. La reactancia máxima permisible a $\alpha = \alpha_{\min}$ es típicamente entre 2.5 y 3 veces la reactancia del capacitor a frecuencia fundamental.

Otra variante de funcionamiento es el modo *control fino del inductor*, en el cual el TCSC puede ser operado con altos niveles de conducción del tiristor. En este modo, la dirección de la corriente circulante se invierte y el controlador presenta una impedancia inductiva neta.

4.9.4. Ventajas de los TCSC

El uso de tiristores en el control de los capacitores serie ofrece las siguientes ventajas:

- Control rápido y continuo de los niveles de compensación serie en las líneas de transmisión.
- Control dinámico del flujo de potencia en determinadas líneas de transmisión, lo que permite lograr condiciones de transmisión óptimas.
- Amortiguamiento de las oscilaciones de potencia locales e interárea.
- Supresión de las oscilaciones subsíncronas. En las frecuencias subsíncronas, el TCSC presenta una impedancia resistiva e inductiva. En estas condiciones no pueden mantenerse las oscilaciones y tienden a amortiguarse.

- Aumentan el nivel de protección de los capacitores serie. Con el tiristor puede lograrse un cortocircuito rápido en bornes del capacitor cuando aparecen sobre el mismo importantes sobretensiones debidas a fallas. De la misma forma el capacitor puede ser reinserto rápidamente por el tiristor cuando desaparece la falla y ayudar a la estabilización del sistema.
- Soporte de tensión. El TCSC en conjunto con los capacitores serie, pueden generar una potencia reactiva que aumenta con la carga del sistema, y por lo tanto ayudar a la regulación de las tensiones locales.
- Reducción de la corriente de cortocircuito. Durante eventos con grandes corrientes de cortocircuito, el TCSC puede conmutar desde una capacidad controlada a una inductancia controlada, y por lo tanto restringir la corriente de cortocircuito.

4. 10. Convertidor Sincrónico conectado en Serie (SSSC o S³C)

El SSSC o S³C es una fuente de tensión conectada en serie que puede variar la impedancia efectiva de una línea de transmisión inyectando una tensión que tiene un ángulo de fase apropiado en relación con la corriente de línea [3], [5].

Tiene la capacidad de intercambiar con el sistema potencia reactiva en forma permanente y potencia activa (en forma transitoria, a menos que se disponga de una fuente adicional de continua). Si la tensión inyectada está en fase con la corriente de línea, existirá un intercambio de potencia activa. Por otra parte, si la tensión es inyectada en cuadratura con la corriente de línea, existirá un intercambio de potencia reactiva.

El SSSC emerge como un controlador más beneficioso que el TCSC debido no sólo a su habilidad de modular la reactancia de línea sino también la resistencia de línea en concordancia con las excursiones de potencia activa y, por lo tanto, aumenta el amortiguamiento.

El SSSC comprende un inversor multipulso funcionando como fuente de corriente y un elemento de almacenamiento de energía como se muestra en la Figura 90. En la Figura 90(a) el controlador está conectado en serie con la línea de transmisión. Los modos de operación del SSSC se ilustran gráficamente en la Figura 90(b).

Figura 90. (a) Convertidor SSSC genérico que emplea un convertidor multipulso y un dispositivo de almacenamiento de energía (b) diferentes modos de operación del convertidor.

4. 10. 1. Principio de Operación

Un capacitor compensa la inductancia de una línea de transmisión presentando una tensión en atraso y en cuadratura con respecto a la corriente en la línea. Esta tensión actúa en oposición a la tensión en adelanto y en cuadratura que aparece en la inductancia de la línea de transmisión, lo que tiene el efecto neto de reducir la inductancia de la línea. La operación de un SSSC es similar. Inyecta también una tensión en cuadratura U_C en proporción con la corriente de línea pero con fase en atraso:

$$\dot{U}_C = -jkX \dot{I}_L \quad (4.119)$$

Donde:

$\dot{U}_C$ = Es la tensión de compensación inyectada

$\dot{I}_L$ = Es la corriente de línea

X = Es la reactancia serie de la línea de transmisión

k = Es el porcentaje de la compensación serie

La corriente en una línea compensada en su punto medio por un SSSC se expresa como:

$$I_L = \frac{2U \sin(\delta/2)}{X} + \frac{U_C}{X} \quad (4.120)$$

Donde:

U = Es la magnitud de la tensión (asumiendo que es igual) en los dos extremos de la línea de transmisión.

δ = Es la diferencia angular a través de la línea.

El flujo de potencia activa en la línea se expresa como:

$$P = UI_L \cos(\delta/2) \quad (4.121)$$

O

$$P = \frac{U^2 \sin(\delta)}{X} + \frac{UU_c}{X} \cos(\delta/2) \quad (4.122)$$

En la Figura 91 se muestra el esquema de una compensación serie utilizando un SSSC. Normalmente la tensión de salida del SSSC atrasa en 90° a la corriente de línea para proveer una compensación serie efectiva. Adicionalmente, el SSSC puede ser disparado para producir una tensión de salida que adelante en 90° la corriente de línea, lo que produce una reactancia inductiva adicional en la línea.

Esta capacidad puede ser aprovechada para amortiguar oscilaciones de potencia y, si el convertidor tiene el porte adecuado, para limitar las corrientes de cortocircuito.

Un controlador SSSC típico conectado a una línea de transmisión se muestra en la Figura 92. Este controlador comprende un convertidor tipo fuente de tensión (VSC) en el cual el transformador de acoplamiento se conecta en serie con la línea de transmisión.

La tensión del transformador en el lado llaves es mayor que la tensión del lado línea, lo que reduce los requerimientos de corriente de los tiristores GTO.

El arrollamiento del lado tiristores es en triángulo para proveer un camino de circulación a las armónicas múltiplos de tres. Se proveen además llaves de estado sólido del lado de los tiristores para cortocircuitar al VSC durante períodos en los cuales fluye una gran corriente por la línea de transmisión o cuando el VSC se encuentra inactivo.

La tensión de continua básica para la conversión a alterna la provee un capacitor, y la conversión de continua a alterna se realiza con técnicas de modulación de ancho de pulso.

El porte del capacitor se elige de forma tal de minimizar el rizado en la tensión de continua. Se instala un descargador en bornes del capacitor para limitar su tensión y proteger a los tiristores.

Figura 91. Compensador SSSC operando como un compensador capacitivo serie.

Figura 92. Compensación de una línea de transmisión con un SSSC.

4. 11. Convertidor Estático (STATCOM)

El STATCOM es un dispositivo shunt de compensación de potencia reactiva, capaz de generar o absorber potencia reactiva y cuya salida puede ser modificada para controlar parámetros específicos de un sistema eléctrico de potencia [3], [5], [6]. Es en general un dispositivo de conmutación de estado sólido capaz de generar o absorber independientemente potencia activa y reactiva en sus terminales de salida cuando es alimentado desde un elemento de almacenamiento de energía.

El STATCOM es análogo a una máquina síncrona ideal que genera un conjunto balanceado de tres tensiones sinusoidales con fase y amplitud controlable. En resumen, el STATCOM provee soporte de tensión a través de la generación o la absorción de potencia reactiva en el punto de conexión común (PCC) sin la necesidad de grandes reactores o bancos de capacitores.

4. 11. 1. Principio de Operación

El STATCOM es una fuente de potencia reactiva controlada. Provee la generación u absorción de la potencia reactiva deseada por medio de un procesamiento electrónico de las formas de onda de la tensión y corriente en un convertidor tipo fuente de tensión (VSC).

Un diagrama unifilar del STATCOM se muestra en la Figura 93(a), donde un VSC se conecta a la barra del sistema a través de un acoplamiento magnético. En la Figura 93(b) el STATCOM se presenta como una fuente de tensión ajustable detrás de una reactancia inductiva, lo que significa que no son necesarios bancos de capacitores o reactores para generar la potencia reactiva deseada.

El intercambio de potencia reactiva entre el convertidor y el sistema de potencia se controla variando la amplitud de la tensión trifásica de salida del convertidor E_s como se muestra en la Figura 93(c). Esto es, si la amplitud de la tensión de salida se aumenta por encima de la tensión de la barra del sistema, E_t , entonces circula una corriente por la reactancia inductiva desde el convertidor al sistema de alterna y el convertidor genera potencia reactiva capacitiva para el sistema. Si la amplitud de la tensión de salida se disminuye por debajo de la tensión de la barra del sistema, entonces la corriente

circula desde el sistema hacia el convertidor y el convertidor absorbe potencia reactiva inductiva desde el sistema. Si la tensión de salida se iguala a la tensión del sistema, el intercambio de potencia reactiva se hace cero, en cuyo caso se dice que el STATCOM se encuentra en estado de flote.

Figura 93. (a) Diagrama del STATCOM, (b) circuito equivalente y (c) intercambio de potencia reactiva.

El ajuste del desfase entre la tensión de salida del convertidor y la tensión del sistema puede controlar el intercambio de potencia activa entre el convertidor y el sistema. En otras palabras, el convertidor puede proveer potencia activa al sistema desde su elemento de almacenamiento de energía si se hace que la tensión de salida del convertidor “adelante” a la tensión del sistema. De manera similar, puede absorber potencia activa desde el sistema de alterna y entregarla al capacitor si la tensión de salida se “atrás” respecto de la tensión del sistema.

A pesar de que la potencia reactiva se genera en forma interna por la acción de las llaves del convertidor, se debe conectar un capacitor de continua en los terminales de entrada del convertidor. Las razones fundamentales de este capacitor son las de proveer un camino de circulación para la corriente y actuar como una fuente de tensión.

La magnitud del capacitor se elige de forma tal que el rizado de la tensión en sus terminales permanezca dentro del rango que se desea obtener. Para no violar la igualdad de potencia instantánea en la entrada y la salida del convertidor, el convertidor debe tomar una corriente fluctuante desde su fuente de continua.

Dependiendo de la configuración del convertidor empleado es posible calcular la mínima capacidad requerida para cumplir con los requerimientos de rizado en la tensión de continua y con el soporte de potencia reactiva que necesita el sistema de alterna.

El intercambio de potencia activa y reactiva entre el STATCOM y el sistema de potencia puede ser controlado independientemente uno del otro. Puede lograrse cualquier combinación de generación o absorción de potencia activa y reactiva si el STATCOM está equipado con un elemento de almacenamiento de energía, como se muestra en la Figura 94.

Figura 94. Intercambio de potencias entre el STATCOM y el sistema de alterna.

Con las capacidades que presenta el STATCOM puede desarrollarse una estrategia de control muy efectiva para la regulación de la potencia activa y reactiva y mejorar la estabilidad del sistema y compensar cargas perturbadoras como los hornos de arco eléctrico.

El dispositivo STATCOM cumple el rol central de este trabajo de Tesis, y por lo tanto será desarrollado en detalle en el siguiente capítulo.

4. 12. Controlador de Flujo de Potencia Universal (UPFC)

El UPFC es el más versátil de los controladores FACTS [3], [5], con capacidades de regulación de tensión, compensación serie y desplazamiento de fase. Puede controlar en forma independiente y muy rápidamente los flujos de potencia activa y reactiva en una línea de transmisión. Su configuración es la que se muestra en la Figura 95, y comprende dos convertidores tipo fuente de tensión (VSC) acoplados a través de una terminal de continua común. Un VSC (convertidor 1) se conecta en paralelo con la línea a través de un transformador de acoplamiento, el otro VSC (convertidor 2) se inserta en serie con la línea de transmisión a través de un transformado de interfase. La tensión de continua para ambos convertidores es provista por un banco de capacitores en común.

El convertidor serie (convertidor 2) se controla para inyectar un fasor de tensión U_{pq} en serie con la línea y que puede ser variado entre 0 y $U_{pq\max}$. Junto con esto, la fase de U_{pq} puede ser variada entre 0 y 360°. En este proceso el convertidor serie intercambia potencia activa y reactiva con la línea. A pesar de que la potencia reactiva es generada o absorbida internamente por el convertidor serie, la generación o absorción de potencia activa es posible gracias a la presencia del dispositivo de almacenamiento de energía, es decir, el capacitor.

El convertidor shunt (convertidor 1) se utiliza principalmente para proveer la demanda de potencia activa del convertidor 2, que se deriva de la línea de transmisión. El convertidor shunt mantiene constante la tensión en el capacitor. Por lo tanto, la potencia activa neta manejada por el sistema de alterna es igual a las pérdidas de los dos convertidores y de sus transformadores de acoplamiento. Adicionalmente, el convertidor shunt funciona como un STATCOM y regula en forma independiente

la tensión terminal de la barra de interconexión absorbiendo o generando la cantidad de potencia reactiva necesaria.

Figura 95. Implementación del UPFC con dos convertidores espalda contra espalda con un capacitor de enlace de continua en común.

Los conceptos de las múltiples funciones de control del flujo de potencia que puede realizar el UPFC se muestran en la Figura 96. La Figura 96(a) muestra la adición de un fasor de tensión general U_{pq} a la tensión existente de la barra U_0 con un ángulo que varía entre 0 y 360°. La regulación de tensión se afecta si U_{pq} ($= \Delta U_0$) se genera en fase con U_0 como se muestra en la Figura 96(b). La combinación de la regulación y la compensación serie se muestra en la Figura 96(c), donde U_{pq} es la suma de la componente de tensión de regulación ΔU_0 y la componente de tensión que proviene de la compensación serie U_c , que atrasa a la corriente de línea en 90°.

En el proceso de desplazamiento de fase que se muestra en la Figura 96(d), la tensión U_{pq} generada por el UPFC es la combinación de la componente de regulación de tensión ΔU_0 y una componente de tensión de desplazamiento de fase U_α . La función de U_α es la de modificar el ángulo de fase del fasor de tensión $U_0 + \Delta U_0$ en un ángulo α . Las tres funciones de control presentadas se muestran en la Figura 97. El controlador del UPFC puede seleccionar una o la combinación de las tres funciones como objetivo de control, dependiendo de los requerimientos del sistema.

El UPFC opera con restricciones en las siguientes variables:

1. La magnitud de la tensión inyectada en serie.
2. La corriente de línea a través del convertidor serie.
3. La corriente del convertidor shunt.
4. Las tensiones mínima y máxima del lado línea.
5. La transferencia de potencia activa entre el convertidor serie y el shunt.

Figura 96. Diagramas fasoriales para ilustrar los conceptos de inyección de tensión serie y las funciones de control de flujo de potencia. (a) Inyección de tensión serie, (b) Regulación de tensión terminal, (c) Regulación de tensión e impedancia terminal y (d) Regulación de tensión y ángulo de fase terminal.

Figura 97. Diagrama fasorial que ilustra la regulación de la tensión terminal, la impedancia de la línea y el ángulo de fase en forma simultánea, con la inyección de la tensión serie apropiada.

4. 13. Evaluación comparativa de los diferentes controladores FACTS

Las múltiples funciones que desempeñan los diferentes controladores FACTS estudiados se describen en la Tabla XII. Una tarea específica puede ser llevada a cabo por distintos tipos de controladores, por lo tanto su efectividad para realizar la misma función puede ser sustancialmente diferente.

Tabla XII. Capacidades de los distintos controladores FACTS

Controlador	Control de tensión	Estabilidad Transitoria	Amortiguamiento de oscilaciones de potencia	Compensación de potencia reactiva	Control de flujo de potencia	Mitigación de resonancias subsíncronas
SSSC	X	X	X	X	X	X
STATCOM	X	X	X	X		
SVC	X	X	X	X		
TCSC	X	X	X		X	X
UPFC	X	X	X	X	X	X

4. 14. Comparación de costo

En la Tabla XIII se presenta una comparación de costo de los distintos controladores FACTS. Los costos han sido estimados según reportes del EPRI y de la información obtenida de un vendedor de STATCOM y UPFC. El costo de un UPFC es equivalente al de dos STATCOM, uno conectado en serie y el otro en paralelo. Se incluyen también los costos de los capacitores serie y paralelo convencionales. A pesar que los enlaces de corriente continua no forman parte de los dispositivos FACTS, se incluye también esta información en la tabla a los efectos de decidir por una de las dos opciones en los casos que los HVDC y los FACTS logran las mismas mejoras en el desempeño de un sistema de potencia.

Tabla XIII. Costos estimados de los controladores FACTS y los enlaces de continua

Controlador	Costo
Capacitor Shunt	\$8/KVAr
Capacitor serie	\$20/KVAr
SVC	\$40/KVAr
TCSC	\$40/KVAr
STATCOM	\$50/KVAr
UPFC (porción serie)	\$50/KVAr
UPFC (porción paralelo)	\$50/KVAr
Enlace HVDC	
Back-to-Back, 200 MW	\$108/KW
± 250 kV, 500 MW	\$145/KW
± 350 kV, 1000 MW	\$107/KW
± 500 kV, 3000 MW	\$75/KW

El costo total del proyecto de un controlador FACTS o un enlace HVDC comprende principalmente dos componentes: el costo directo y el costo indirecto. El costo directo tiene en cuenta los materiales de construcción y las tareas relacionadas a la instalación. El costo indirecto tiene en cuenta las licencias y permisos, los costos legales, el seguro, la administración del proyecto, etc.

Como un ejemplo, se presentan los costos para un compensador SVC de $-125/+425$ MVar. Este SVC se encuentra instalado en una línea de transmisión de 345 kV para reforzar el nivel de tensión. En este proyecto, el costo del SVC constituyó el 86% del costo directo, mientras que el costo indirecto representó el 14% del costo directo. El costo de los diferentes componentes en el proyecto del SVC se presenta en la Tabla XIV.

Tabla XIV. Costo total de la instalación de un SVC de $-125/+425$ MVar

Descripción	Total del proyecto (%)
Tiristores	16.4
Transformadores 345/24 kV	19.8
Interruptores	22.5
Alimentación auxiliar de la estación	5.5
Controles y protecciones	8.5
Costo de la estación	23
Línea de transmisión	2.9
Refuerzos de la red de alterna	1.4

4. 15. Ventajas de la aplicación de FACTS en los sistemas de potencia

En los sistemas de potencias desregulados, los controladores FACTS proveerán los siguientes beneficios a los niveles existentes de confiabilidad:

1. Balance del flujo de potencia en un amplio rango de condiciones de operación (incluyendo contingencias) y por lo tanto la utilización del sistema de potencia de una manera más eficiente.
2. Balance del flujo de potencia en redes paralelas que operan con diferentes niveles de tensión.
3. Mitigación de las oscilaciones de potencia interárea.
4. Retraso de la construcción de nuevas líneas de transmisión reforzando significativamente la capacidad de transferencia de potencia de los corredores existentes.

Los controladores FACTS tendrán la responsabilidad de operar de manera confiable en un amplio rango de impredecibles escenarios del sistema de potencia. Por lo tanto, estos controladores FACTS deben ser diseñados no sólo con las técnicas básicas de control lineal, sino también utilizando control adaptivo basado en la información de mediciones realizadas en la red.

La coordinación de múltiples controladores FACTS en un mismo sistema así como en sistemas adyacentes debe ser investigada de forma extensiva e implementada de forma tal de asegurar la seguridad de operación del sistema de potencia.

4. 16. Referencias

- [1] I. A. Erinmez, Ed., "**Static Var Compensators**". CIGRE Working Group 38-01, Task Force N° 2 on SVC, Paris, 1986.
- [2] A. Edris et al., "**Proposed Terms and Definitions for Flexible AC transmission Systems (FACTS)**". IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 12, N° 4, October 1997, pp. 1848-1853.

- [3] **“Thyristor-Based FACTS Controllers for Electrical Transmission Systems”**. R. Mohan Mathur, Rajiv K. Varma. IEEE Press and Wiley & Sons, Inc. 2002. ISBN 0-471-20643-1.
- [4] **“Reactive Power Control In Electric Systems”**. Timothy J. E. Miller. John Wiley & Sons, Inc. 1982. ISBN 0-471-86933-3.
- [5] **“Understanding FACTS: Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems”**. Narain G. Hingorani, Laszlo Gyugyi. Wiley-IEEE Press 1999. ISBN-0780334558.
- [6] I. A. Erinmez. **“Static Synchronous Compensator (STATCOM) for Arc Furnace and Flicker Compensation”**. CIGRE Working Group B4.19. Paris, 2003.

5. COMPENSADOR ESTÁTICO STATCOM

5. 1. Introducción

El STATCOM (o SSC) es un dispositivo shunt de compensación de potencia reactiva, que es capaz de generar o absorber potencia reactiva, y en el cual la salida puede ser variada para controlar los parámetros específicos de un sistema eléctrico de potencia. Es generalmente un convertidor de estado sólido capaz de generar o absorber independientemente potencia activa o reactiva en sus terminales de salida, cuando es alimentado desde una fuente o elemento de almacenamiento de energía desde sus terminales de entrada.

El STATCOM pertenece a la familia de los controladores de potencia que basan su operación en el principio de fuente de tensión (VSC), en el cual dada una tensión continua de entrada, produce un conjunto de tres tensiones de fase, cada una de ellas en fase y acoplada con la correspondiente tensión del sistema a través de una reactancia relativamente pequeña (que puede ser provista por un pequeño reactor o por la reactancia de pérdidas de un transformador de acoplamiento).

Su desempeño es análogo al de un compensador sincrónico. Puede ser utilizado para mejorar el desempeño de los sistemas de potencia en las siguientes áreas:

- El control dinámico de la tensión en los sistemas de transmisión y distribución.
- El amortiguamiento de las oscilaciones de potencia en los sistemas de generación-transmisión.
- La estabilidad transitoria.
- El control del Flicker de tensión.
- El control de no solo la potencia reactiva sino (si fuera necesario) de la potencia activa en la línea de conexión, requiriendo en este caso una fuente de tensión continua.

El STATCOM posee características de operación similares a un compensador sincrónico, pero sin la inercia mecánica ya que no posee componentes rotantes. El equipamiento de estado sólido provee un rápido control de las tensiones trifásicas, en magnitud y ángulo de fase, en relación con la tensión del sistema en el punto de conexión.

Las características típicas tensión-corriente de un STATCOM se muestran en la Figura 98 en comparación con un SVC. Por la acción de generar y absorber potencia reactiva en su rango de operación de salida, el STATCOM es capaz de mantener virtualmente constante la tensión en su punto de conexión con el sistema de potencia. Como puede observarse en la Figura 98 el STATCOM puede proveer corriente de salida capacitiva o inductiva independientemente de la tensión del sistema. Esto contrasta con el SVC el cual puede proveer una corriente de salida que disminuye linealmente con la tensión del sistema como se determina por la máxima admitancia capacitiva equivalente.

Figura 98. Característica típica tensión-corriente de un STATCOM y un SVC.

La característica previamente mencionada hace que el STATCOM sea más robusto y efectivo que el SVC en la provisión de soporte de tensión en los sistemas de transmisión y en el control de parámetros específicos del sistema de potencia para reforzar su estabilidad.

La Figura 98 también muestra que el STATCOM, dependiendo de su especificación y las características de los componentes de la electrónica de potencia utilizada, puede tener un aumento transitorio de su porte en ambas regiones de operación. Esta capacidad refuerza el desempeño dinámico del STATCOM en comparación con el SVC. El SVC convencional no puede proveer un aumento de la corriente capacitiva de salida dada que la misma está estrictamente determinada por la admitancia capacitiva y la magnitud de la tensión del sistema. El SVC convencional sólo es capaz de un aumento transitorio de potencia reactiva en el rango de salida inductivo.

La característica típica de potencia reactiva de salida versus tensión del sistema en el punto de acoplamiento común de un STATCOM y de un SVC se muestra en la Figura 99. Como se ilustra en la figura, el STATCOM es capaz de proveer una potencia de salida linealmente decreciente con la tensión del sistema mientras que en el SVC la potencia reactiva de salida decrece con el cuadrado de la tensión. Por lo tanto el STATCOM ofrece un soporte de tensión más robusto en las condiciones de operación que resultan en bajas tensiones del sistema.

Figura 99. Característica típica tensión-potencia reactiva de un STATCOM y un SVC.

El comportamiento básico de un STATCOM es equivalente al de una fuente de tensión con una reactancia en sus bornes, y cuya magnitud puede ser controlada muy rápidamente. Esto es

inherentemente distinto al comportamiento de un SVC, que es equivalente a una susceptancia en derivación cuya magnitud depende de la tensión del sistema en el punto de conexión.

Mientras que la corriente de salida de un STATCOM es sustancialmente independiente de la tensión y de la impedancia equivalente del sistema de potencia en el punto de acoplamiento común, la corriente de salida del SVC es altamente dependiente de la tensión y la impedancia del sistema en el punto de conexión. Esto significa que el regulador de tensión que controla la salida debe ser diseñado para proveer una regulación estable en un amplio rango de impedancias equivalentes del sistema de potencia. Esto sólo puede lograrse reduciendo la velocidad de respuesta del SVC. La independencia de la salida del STATCOM respecto de la impedancia equivalente del sistema significa que el regulador de tensión que controla la salida del STATCOM puede ser diseñado para una rápida respuesta y por lo tanto proveer una regulación estable dentro del rango de contingencias del sistema.

La habilidad de entregar la corriente máxima dentro del rango completo de variación de tensión del sistema es la característica que hace que el STATCOM se comporte como un generador sincrónico en términos de desempeño. El compensador sincrónico puede entregar en forma transitoria corriente reactiva en proporción con el cambio de tensión. A pesar que el sistema de excitación de la máquina puede variar rápidamente en respuesta a un cambio en la tensión del sistema, la potencia reactiva de salida es relativamente lenta en comparación con un SVC o un STATCOM. Sin embargo, debido a la tensión de excitación que puede ser aplicada y la energía almacenada en el bobinado del rotor, el compensador sincrónico es capaz de entregar una potencia reactiva de salida transitoriamente mayor que la de un SVC o un STATCOM.

Las aplicaciones típicas de un STATCOM son las siguientes:

- Efectiva regulación y control de la tensión.
- Reducción de sobretensiones temporarias.
- Mejora de la capacidad de transmisión en estado estacionario.
- Mejora de los márgenes de estabilidad transitoria.
- Amortiguamiento de las oscilaciones de los sistemas de potencia.
- Amortiguamiento de las oscilaciones subsíncronas.
- Compensación de cargas en las fases individuales.
- Compensación reactiva de convertidores AC-DC y enlaces de continua (HVDC).
- Mejora de la calidad del servicio.
- Reducción de las variaciones rápidas de la tensión (control de Flicker).
- Aplicaciones en sistemas de distribución.

El beneficio principal de un STATCOM es la velocidad de respuesta y la robustez de su salida, lo que se traduce en la reducción del impacto de una perturbación en el sistema de potencia. En los sistemas de potencia donde la potencia reactiva varía lentamente no es necesario reemplazar las soluciones convencionales como el SVC. Sin embargo, en aplicaciones donde la velocidad de respuesta, la robustez y la capacidad transitoria de sobrecarga son necesarias, el STATCOM presenta una solución única, que puede ser utilizada por sí sola o en combinación con otros equipos convencionales como los bancos de filtros, los SVC y los compensadores sincrónicos.

5. 2. Principio de operación del STATCOM

El principio básico de generación de potencia reactiva con un convertidor tipo fuente de tensión es similar al funcionamiento de los compensadores sincrónicos, y se esquematiza en la Figura 100.

Figura 100. Generación de potencia reactiva con un compensador sincrónico.

Para un flujo de potencia reactiva pura, las tres fuerzas electromotrices e_a , e_b y e_c de la máquina sincrónica se encuentran en fase con las tensiones del sistema. u_a , u_b y u_c . La corriente reactiva I_l manejada por el compensador sincrónico está determinada por la magnitud de la tensión del sistema U , la tensión interna de la máquina, E_c , y la reactancia total del circuito X .

$$I_l = \frac{U - E_c}{X} \quad (5.1)$$

La correspondiente potencia reactiva en la barra del sistema puede expresarse como:

$$Q = \left(\frac{1 - \frac{E_c}{U}}{X} \right) U^2 \quad (5.2)$$

Por lo tanto, controlando la excitación de la máquina, es decir la amplitud E de su tensión interna, relativa a la amplitud U de la tensión del sistema puede controlarse la potencia reactiva. Aumentando el valor de E por encima del de U , (es decir operando sobre-excitada) resulta en una corriente en adelanto, esto es la máquina es vista como un capacitor desde el sistema. Disminuyendo E por debajo de U (es decir operando sub-excitada) resulta en una corriente en atraso, y por lo tanto la máquina es vista como un reactor desde el sistema de potencia. Bajo cualquiera de estas condiciones existe siempre un pequeño flujo de potencia activa desde el sistema hacia la máquina para compensar sus pérdidas mecánicas y eléctricas.

Un convertidor tipo fuente de tensión (VSC) forma el bloque fundamental de un compensador tipo STATCOM utilizado en los sistemas de potencia. Un diagrama simple de un compensador shunt tipo

STATCOM para proveer potencia reactiva a un sistema de potencia se muestra en la Figura 101, donde U es la tensión del sistema de potencia y E_c es la tensión controlable del STATCOM a la frecuencia fundamental del sistema de potencia.

Figura 101. Convertidor shunt como VSC.

La potencia activa y reactiva intercambiada con la red están dadas por:

$$P_{STATCOM} = \frac{U \cdot E_c}{X} \sin(\delta) \quad (5.3)$$

$$Q_{STATCOM} = \frac{U}{X} (U - E_c \cdot \cos(\delta)) \quad (5.4)$$

Si la amplitud E_c del fasor de tensión de salida ($\dot{E}_c$) se aumenta por encima de la amplitud U del fasor de tensión del sistema ($\dot{U}$), entonces el fasor de corriente adelanta al fasor de tensión y la corriente fluye desde el convertidor hacia el sistema de alterna, y el convertidor entrega potencia reactiva (capacitiva) al sistema. Si la amplitud de la tensión de salida ($\dot{E}_c$) se disminuye por debajo de la amplitud del fasor de tensión del sistema ($\dot{U}$), entonces la corriente reactiva fluye desde el sistema de alterna hacia el convertidor, y el convertidor absorbe potencia reactiva (inductiva) desde el sistema. Este principio de operación se ilustra en el diagrama fasorial de la Figura 102.

Figura 102. Operación capacitiva e inductiva del STATCOM

5.3. Circuitos de potencia básicos del STATCOM

La característica de generador ideal requerida para el STATCOM en instalaciones de hornos de arco eléctrico, puede lograrse con distintos tipos de inversores. En los convertidores de alta potencia, utilizados como circuito de potencia en los STATCOM para compensación de flicker, la acción fundamental que determina la estructura del circuito de potencia es el método utilizado para sintetizar la forma de onda de la tensión de salida con magnitud y fase controlada en forma casi instantánea.

La señal sintetizada debe ser lo más cercana posible a una senoide a la frecuencia fundamental (para eliminar o minimizar la necesidad de filtrado). En la mayoría de las aplicaciones, el tipo de convertidor utilizado es el convertidor dc-ac tipo fuente de tensión (Voltage Source Converter VSC). Esto significa que el convertidor sintetiza un conjunto de tres tensiones trifásicas desde una fuente de tensión continua. Este tipo de convertidor puede generar internamente potencia reactiva para la carga y es capaz de intercambiar potencia activa entre los terminales de alterna de la carga y la fuente de tensión continua.

Desde el punto de vista del sistema de control, el VSC es como un amplificador trifásico controlable de banda ancha que, cuando se encuentra alimentado por la fuente de tensión continua puede proporcionar potencia activa y reactiva a la carga.

Como se ha mencionado previamente, en las aplicaciones con hornos de arco la fuente de tensión continua puede ser reemplazada por un capacitor con el propósito de promediar la potencia activa fluctuante suministrando los picos de energía demandados por el horno de arco y recuperando esta energía desde el sistema de potencia cuando la demanda energética del horno de arco es baja.

En su forma más simple, el convertidor está compuesto por seis llaves compuestas por semiconductores, cada una de ellas con un tiristor tipo GTO en antiparalelo con un diodo. Como se muestra en la Figura 103. Esta configuración elemental se llama convertidor de 6 pulsos y dos niveles. Esta terminología indica que:

Figura 103. Inversor tipo fuente de tensión de dos niveles y seis pulsos.

- Cada una de las tres salidas puede conectarse sólo al terminal positivo o negativo de la fuente de continua a través del elemento superior o inferior del correspondiente polo.
- El convertidor emplea seis llaves semiconductoras para formar los tres polos.

Si los tres polos son operados, a la frecuencia fundamental deseada y con 120° de desfase, para conectar el capacitor del lado de continua secuencialmente a los tres terminales de salida a través de las llaves apropiadas, se obtiene un conjunto de tres tensiones cuadradas (e_a , e_b y e_c) con respecto al punto medio hipotético de la tensión en el capacitor, como se muestra en la Figura 104(a). Este conjunto se combina en un conjunto de tensiones de línea cuasi-cuadradas (e_{ab} , e_{bc} y e_{ca}) como se muestra en la Figura 104(a).

Las corrientes a través de cada tiristor GTO y diodo que conforman una llave del convertidor (por ejemplo D_{a1} y T_{a1}) se muestran con los segmentos sombreados y no sombreados de las tres corrientes de salida (i_a , i_b e i_c), junto con la corriente en el capacitor del lado de continua, para la generación de potencia reactiva en la Figura 104(b) y para la absorción de potencia reactiva en la Figura 104(c).

Para claridad, se asume que las corrientes de salida de los convertidores están libres de armónicas. De las figuras mencionadas es posible observar que cada diodo y tiristor GTO que conforman una llave conducen alternativamente 90° de la corriente de salida durante cada ciclo, esto es, la circulación de corriente en cada diodo y tiristor GTO es la misma. También se observa que el tiristor GTO debe ser conmutado (apagado) en el pico de la corriente cuando la salida es capacitiva (generación de potencia reactiva), pero se conmuta en forma natural cuando la corriente de salida es inductiva (absorción de potencia reactiva).

Figura 104. (a) Formas de onda de los polos y de la tensión de salida del convertidor. (b) Corriente en los GTO y diodos durante la generación de potencia reactiva. (c) Corriente en los GTO y diodos durante la absorción de potencia reactiva

Es importante notar que los tiristores GTO y los diodos conducen durante 90° la corriente sólo si la corriente de salida del convertidor es reactiva pura, es decir el factor de potencia de la carga es cero. A medida que la corriente de salida se hace real, es decir cuando el factor de potencia de la carga se aproxima a la unidad, y con el convertidor entregando potencia activa desde la fuente de continua a la carga, el intervalo de conducción del tiristor GTO aumenta proporcionalmente de 90° a 180° , mientras que el del diodo en antiparalelo disminuye de 90° a cero.

La operación del convertidor como fuente de tensión utilizado como una fuente de potencia reactiva variable puede ser explicada considerando la relación que existe entre la potencia de salida y la potencia de entrada. La clave de esta explicación reside en la propiedad física de que en todos los convertidores de potencia la potencia instantánea de alterna en los terminales de salida debe ser igual a la potencia instantánea en los terminales de continua si se desprecian las pérdidas en los dispositivos semiconductores.

Como el convertidor suministra sólo potencia reactiva a la salida (se controla la tensión de salida para que esté en fase con la tensión del sistema de alterna), la potencia activa de entrada provista por la fuente de continua (capacitor cargado) debe ser cero (como también lo es la potencia activa instantánea en el lado de alterna). Dado que la potencia reactiva a la frecuencia cero (en el capacitor de continua) es cero por definición, entonces el capacitor no juega ningún rol en la generación de potencia reactiva. En otras palabras, el convertidor simplemente interconecta los tres terminales de alterna de forma tal que las corrientes reactivas de salida puedan circular libremente entre ellos. Visto desde los terminales del sistema de alterna, se puede decir que el convertidor establece una circulación de corriente entre fases con intercambio de potencia nula con la red.

La necesidad de un capacitor de almacenamiento es debida a la igualdad estipulada entre las potencias instantáneas de entrada y de salida. La forma de onda de salida del convertidor es una onda casi-cuadrada, por esta razón la potencia instantánea de salida fluctúa aunque las corrientes de salida del convertidor fueran sinusoides puras. Por lo tanto, para no violar la igualdad entre las potencias instantáneas de salida y entrada, el convertidor debe manejar una corriente fluctuante (ripple) desde el capacitor de continua que provea una terminación constante de la tensión en la entrada.

La presencia de las componentes de ripple en la entrada es consecuencia de las componentes de ripple a la salida, que son debidas al proceso de conformación de la forma de onda de salida. En un STATCOM práctico, el convertidor de 6 pulsos básico no cumplirá con los requerimientos de armónicas tanto para la tensión de salida como para la corriente del capacitor. Sin embargo, combinando un determinado número de convertidores de 6 pulsos en una estructura multipulso (y/o utilizando técnicas apropiadas de modulación PWM o convertidores multinivel), la distorsión de la tensión de salida y la corriente de ripple en el capacitor pueden ser reducidas notablemente.

Por lo tanto, un STATCOM que emplea un convertidor tipo fuente de tensión, generará tensiones de salida sinusoidales, manejará las corrientes reactivas del sistema de alterna y tomará una corriente promedio cero desde el capacitor de continua. En la práctica, debido a desbalances del sistema y otro tipo de imperfecciones, así como consideraciones económicas, estas condiciones ideales no pueden lograrse, pero pueden ser aproximadas satisfactoriamente con convertidores con estructuras que permitan un elevado número de pulsos (24 o más).

En un convertidor práctico, las llaves semiconductoras tienen pérdidas, y por lo tanto la energía almacenada en el capacitor será utilizada por las pérdidas internas. Sin embargo, dichas pérdidas pueden ser provistas por el sistema de alterna haciendo que las tensiones de salida del convertidor se encuentren atrasadas en un pequeño ángulo respecto de las tensiones del sistema de alterna. De esta forma el convertidor absorbe una pequeña cantidad de potencia activa desde el sistema de alterna para satisfacer sus pérdidas internas y mantener la tensión en el capacitor en el nivel deseado.

El mecanismo de ajuste del ángulo de fase puede también ser utilizado para controlar la generación u absorción de la potencia reactiva aumentando o disminuyendo la tensión en el capacitor, y por lo tanto la amplitud de la tensión de salida del convertidor (la diferencia de amplitudes entre la tensión de salida del convertidor y la tensión del sistema de alterna determina la magnitud y la dirección del flujo de corriente reactiva, y por lo tanto la generación o absorción de potencia reactiva).

El capacitor de continua cumple una función vital, aún en el caso de un convertidor perfecto, para establecer el balance energético necesario entre la entrada y la salida del convertidor durante los cambios dinámicos de la potencia reactiva a la salida.

Es posible también utilizar el convertidor con una fuente de tensión continua (por ejemplo una batería o un superconductor magnético). En este caso el convertidor puede controlar simultáneamente el intercambio de potencia reactiva y activa con el sistema de alterna. Esto significa que con un aumento

de la potencia activa aumentará el ángulo de conducción de los tiristores GTO y disminuirá el de los diodos en antiparalelo respecto de lo ilustrado en la figura 87 para un intercambio puramente reactivo. La capacidad de controlar el intercambio de potencia activa y reactiva es una importante propiedad que puede ser utilizada en aplicaciones que requieren amortiguamiento de las oscilaciones de potencia, nivelación de la demanda pico y provisión de potencia ininterrumpida para cargas críticas. Esta característica distingue claramente al STATCOM del SVC convencional con capacitores conmutados y tiristores controlados.

Un convertidor tipo fuente de tensión tiene las siguientes ventajas y desventajas:

Ventajas:

- El convertidor se encuentra internamente protegido de los transitorios de línea por el capacitor de continua (se fuerza a que los transitorios ocurran a través de la reactancia de pérdida del transformador debido a que la tensión en los semiconductores está definida por la tensión en el capacitor (ignorando las inductancias de los conductores)).
- Los requerimientos de terminación como fuente de tensión del convertidor son satisfechos automáticamente en los terminales de continua por el capacitor y la terminación tipo fuente de corriente en los terminales de alterna por la inductancia de pérdida de los transformadores. Por lo tanto, no es necesaria la adición de filtro de armónicas.
- Las armónicas generadas por el convertidor se encuentran en la tensión de salida. Por lo tanto las amplitudes de las corrientes armónicas tomadas desde el sistema de alterna son función de la inductancia de pérdidas del transformador y por lo tanto decrecen rápidamente para las armónicas de alto orden debido al aumento de la impedancia con la frecuencia.

Desventajas:

- El convertidor básico de 6 pulsos produce una forma de onda de la tensión de salida cuasi-cuadrada. La combinación de las formas de onda de tensión desplazadas en fase de los arreglos multipulso no es posible de realizar a través de un único transformador con múltiples bobinados, debido a las altas corrientes armónicas circulantes que se producirían en los bobinados. Por lo tanto, en un arreglo multipulso es necesario implementar el transformador de acoplamiento con un grupo de pequeños transformadores o utilizar una estructura magnética específica para la fabricación de la forma de onda multipulso y con el adecuado transformador de acoplamiento.
- El convertidor requiere una rápida limitación de corriente para proteger a los semiconductores durante las fallas del sistema.
- La protección del convertidor ante cierto tipo de fallas internas es difícil y puede requerir la adición de componentes externos (por ejemplo fusibles).

El convertidor tipo fuente de tensión es considerado actualmente el mejor candidato para la implementación de un STATCOM de alta potencia, y todas las instalaciones existentes y futuras se basan en este principio de funcionamiento. En un STATCOM de alta potencia, el factor que determina la estructura del circuito de potencia, y por lo tanto el costo y las pérdidas de operación del sistema, es el método utilizado para fabricar la forma de onda de la tensión de salida. Dichos métodos se describen en los párrafos precedentes.

5.3.1. Convertidores Multinivel.

5.3.1.1 Convertidores Multinivel con diodos de enclavamiento (MNPC).

El convertidor de dos niveles es la configuración más simple capaz de producir una tensión alterna de salida desde una fuente de tensión continua. La forma de onda de la salida es una onda cuadrada como se muestra en la Figura 105.

Figura 105. Polo de dos niveles y formas de onda de la tensión.

Esta forma de onda tiene gran contenido armónico y no provee salida cero, por lo tanto no puede implementarse el control directo de la amplitud de la tensión fundamental sin la aplicación de modulación de ancho de pulsos (PWM) o alguna técnica indirecta como el control de la tensión de continua.

El polo de tres niveles se ilustra en la Figura 106 junto con la forma de onda de la tensión de salida. Posee tres terminales de entrada para conectar a una fuente con punto medio. Como puede observarse, el número de semiconductores es el doble que en el convertidor de dos niveles y se requieren diodos adicionales para conectar al punto medio de la tensión de alimentación, que representa la referencia de potencial nula. Sin embargo, con idéntico porte de llaves, se duplica la tensión de continua de forma tal que los VA por llave permanecen inalterados.

La tensión fase-tierra de salida del polo de tres niveles esta compuesta por tres niveles. La tensión entre fases del convertidor se obtiene restando las tensiones fase-tierra de las dos fases. En un convertidor tipo puente la secuencia de cierre de las llaves es la misma en ambas fases, pero se encuentran desfasadas medio ciclo entre sí.

En cada uno de los polos a estudiarse se presenta un diagrama de un polo del convertidor y una grafica de la tensión fase-tierra de salida del polo. Para obtener la tensión de línea o entre fases es necesario restar la misma forma de onda pero desfasada medio ciclo o 180° .

En la Tabla XV se presentan las tensiones de salida y los correspondientes estados de las llaves para un convertidor de 3 niveles.

Figura 106. Polo de tres niveles con diodo fijador y forma de onda de la tensión de fase y de línea.

Tabla XV. Tensión de fase del convertidor de tres niveles y estados de las llaves.

Tensión de salida U_{a0}	Estado de la llave			
	S_{a1}	S_{a2}	$\bar{S}_{a1}$	$\bar{S}_{a2}$
$U_{a0} = U_{dc}$	1	1	0	0
$U_{a0} = U_{dc}/2$	0	1	1	0
$U_{a0} = 0$	0	0	0	0

Como se indica en la Figura 106, la duración relativa de la tensión de salida positiva y negativa respecto de la tensión de salida cero es función del ángulo α , que define el intervalo de conducción de la llave superior y de la llave inferior. Evidentemente, la magnitud de la componente fundamental de la tensión de salida producida por el polo es función del ángulo α . Cuando $\alpha = 0^\circ$ la tensión de salida es máxima y cuando $\alpha = 90^\circ$ la tensión de salida es cero. Por lo tanto, una de las ventajas del polo de tres niveles es su capacidad interna para controlar la magnitud de la tensión de salida sin modificar en número de conmutaciones de llave por ciclo. La otra ventaja importante es que con una elección adecuada de α se pueden eliminar algunas componentes armónicas. Por ejemplo si se hace $\alpha = 30^\circ$, los intervalos positivos y negativos serán de 120° y los intervalos de valor cero de 60° . Por la simetría de esta forma de onda es posible concluir que los armónicos múltiplos de tres son nulos.

Sin embargo, las ventajas en la operación del polo de tres niveles pueden lograrse a expensas de un incremento en la complejidad del circuito de potencia y de su sistema de control, así como un aumento en la corriente de ripple y un alto contenido de tercera armónica circulando por el punto medio de la fuente de continua.

Con la idea de reducir aún más el contenido armónico de la tensión de alterna de salida del convertidor, el polo básico de tres niveles puede extenderse a la configuración multinivel, con $2n+1$ niveles por polo. En este caso se necesitan $2n$ capacitores (que son comunes a los tres polos del convertidor trifásico) que se conectan en serie y proveen $2n+1$ niveles discretos a la salida. Se requieren además $4n$ llaves y $4n-2$ diodos para conectar en forma selectiva los $2n+1$ niveles de tensión con la salida. Un polo de un convertidor de 5 niveles, con su correspondiente forma de onda de la tensión de salida en la cual se encuentra ausentes la 3ª, 5ª y 7ª se muestra en la Figura 107.

Figura 107. Polo de cinco niveles con diodos fijadores y forma de onda de la tensión de línea.

De la Figura 107 se observa que la complejidad del circuito de potencia aumenta rápidamente con el número de niveles. En la Tabla XVI se presentan las tensiones de salida y los correspondientes estados de las llaves para un convertidor de 5 niveles.

Tabla XVI. Tensión de fase del convertidor de cinco niveles y estados de las llaves.

Tensión de salida U_{a0}	Estado de la llave							
	S_{a1}	S_{a2}	S_{a3}	S_{a4}	$\bar{S}_{a1}$	$\bar{S}_{a2}$	$\bar{S}_{a3}$	$\bar{S}_{a4}$
$U_{a0} = U_{dc}$	1	1	1	1	0	0	0	0
$U_{a0} = 3U_{dc}/4$	0	1	1	1	1	0	0	0
$U_{a0} = U_{dc}/2$	0	0	1	1	1	1	0	0
$U_{a0} = U_{dc}/4$	0	0	0	1	1	1	1	0
$U_{a0} = 0$	0	0	0	0	1	1	1	1

Resumen de Operación del Convertidor multinivel (MNPC):

Un convertidor multinivel con diodos fijadores de m niveles esta compuesto por $m-1$ capacitores en el enlace de continua y produce m niveles en la tensión de fase y $2m-1$ niveles en la tensión de línea de salida.

A pesar de que cada llave debe soportar una tensión de bloqueo de $U_{cc}/(m-1)$, los diodos de enclavamiento deben soportar diferentes tensiones de bloqueo inverso. Asumiendo que la capacidad de bloqueo inversa de cada diodo es la misma que las de las llaves, el número de diodos requerido por cada fase es $(m-1)*(m-2)$. Cuando m es demasiado alto, el número de diodos requeridos hace que este convertidor sea impráctico.

Las llaves conducen durante distintos intervalos de tiempo, lo que requiere distinto dimensionamiento de los semiconductores de potencia.

En muchas aplicaciones, el convertidor debe funcionar absorbiendo y transfiriendo potencia activa con el sistema de alterna. Cuando se opera con factor de potencia unidad, el tiempo de carga, en la operación como rectificador, y el tiempo de descarga, en la operación como inversor, es diferente para cada capacitor, lo que resulta en una situación de desbalance de tensión. El problema del desbalance puede resolverse controlando la tensión del bus de continua, lo que representa un importante costo adicional.

Sin embargo cuando se opera con factor de potencia nulo, las tensiones de los capacitores se balancean con iguales tiempos de carga y descarga. Por lo tanto el convertidor puede transferir potencia reactiva pura sin el problema del desbalance de tensión.

Las ventajas de la configuración multinivel con diodos fijadores son:

- Cuando el número de niveles es elevado, el contenido armónico puede ser lo suficientemente bajo como para evitar la colocación de filtros de armónicas.
- La eficiencia del convertidor es alta porque todas las llaves se conmutan a la frecuencia de red.
- Puede controlarse el flujo de potencia reactiva, pero es necesario conmutar a una frecuencia mayor que la de la red.

Las desventajas son:

- Cada diodo debe soportar una tensión de bloqueo inversa dada por $U_D = U_{dc} - U_{dc}/n$. Por lo tanto, a medida que aumenta el número de niveles es necesario colocar varios diodos en serie para disminuir la tensión de bloqueo inversa. Cuando el número de niveles es alto resulta excesiva la cantidad de diodos de enclavamiento.
- El manejo del flujo de potencia activa es complejo.

5.3.1.2 Convertidores Multinivel con capacitores volantes.

Es importante notar que en lugar de los diodos de fijación, el polo de tres niveles puede implementarse con capacitores volantes, como se ilustra en la Figura 108. En esta configuración, la adición de un capacitor que conecta el punto medio de las dos llaves superiores con el de las dos llaves inferiores facilita la generación de una tensión de salida nula. Similarmente al esquema con diodo fijador, el disparo simultáneo de las dos llaves superiores conectan la salida a $+U_{dc}$ y el disparo de las dos llaves inferiores conectan la salida a $-U_{dc}$ con respecto al punto medio de los dos capacitores principales de continua. Sin embargo, para producir una salida de valor intermedio, se deben activar las llaves S_{a1} y $\bar{S}_{a2}$ que conectan al capacitor volante en serie con el capacitor principal superior y con una polaridad opuesta, o las llaves S_{a2} y $\bar{S}_{a1}$ que conectan al capacitor volante en serie directamente con la salida. En la Figura 108 se presenta un esquema de un convertidor con capacitores volantes de tres niveles y en la Tabla XVII se presentan las tensiones de salida.

Figura 108. Configuración de un polo de tres niveles y capacitores volantes, y la tensión de salida asociada.

Tabla XVII. Tensión de fase del convertidor de tres niveles y estados de las llaves.

Tensión de salida U_{a0}	Estado de la llave			
	S_{a1}	S_{a2}	$\bar{S}_{a2}$	$\bar{S}_{a1}$
$U_{a0} = U_{dc}$	1	1	0	0
$U_{a0} = U_c$	0	1	0	1
$U_{a0} = U_{dc} - U_c$	1	0	1	0
$U_{a0} = 0$	0	0	1	1

Es importante notar que en un arreglo trifásico, cada polo debe tener su propio capacitor volante mientras que los capacitores principales pueden ser comunes para todos los polos.

La desventaja del esquema de tres niveles y capacitores volantes es el gran aumento en el porte de los capacitores de continua. No sólo se requieren tres capacitores volantes además de los dos capacitores principales, sino que los capacitores volantes deben ser diseñados para grandes corrientes de ripple, que comprenden a todas las frecuencias múltiplos de dos, es decir $2n$ con $n = 1, 2, 3, \dots$ aún en el caso en que la carga está perfectamente balanceada en cuyo caso la corriente de ripple en los capacitores principales contendrá solo las componentes múltiplos de seis, es decir $6n$ y $n = 1, 2, 3, \dots$

Otra posible configuración multinivel, con la utilización de capacitores volantes se muestra en la Figura 109. Este convertidor emplea una estructura de capacitores en escalera, donde las tensiones en los capacitores se aumentan progresivamente desde un valor bajo hasta un valor alto. El incremento de tensión entre dos capacitores define el tamaño de los escalones en la tensión de salida. Por ejemplo, para el convertidor de 5 niveles mostrado en la Figura 109, la selección de las tensiones de los capacitores U_{dc} , $3U_{dc}/4$, $U_{dc}/2$ y $U_{dc}/4$ permite la construcción de la tensión de salida que se muestra en la Figura 109. En este esquema, en contraste con el que se muestra en la Figura 107, se utiliza un conjunto de capacitores para cada polo del convertidor trifásico. En la Tabla XVIII se presentan las tensiones de salida y los correspondientes estados de las llaves para un convertidor de 5 niveles con capacitores volantes.

La síntesis de la tensión de salida se realiza operando las llaves de cada polo de forma tal que las tensiones en los capacitores o de la combinación (adición o sustracción) de un número de capacitores individuales, aparezcan en la salida de alterna. Esto resulta en diferentes combinaciones de conmutación posibles para los niveles de tensión deseados, flexibilidad que puede ser aprovechada para satisfacer ciertas condiciones de operación.

Aparte de las complicaciones vinculadas a la complejidad del circuito de potencia y del sistema de control en la implementación del convertidor multinivel con capacitores volantes, una desventaja importante de este esquema es el gran porte en VA de la totalidad de los capacitores. Esto no sólo se debe al conjunto individual de capacitores por polo del convertidor, sino que los capacitores poseen una componente significativa de corriente de ripple de baja frecuencia. Esta corriente de ripple puede ser diferente en los capacitores de cada conjunto, dependiendo de la estrategia de conmutación empleada.

Por otra parte, como este tipo de convertidor tiene capacitores de continua separados y relativamente grandes en cada polo, puede acomodar relativamente rápido los desbalances de carga.

Figura 109. Polo de cinco niveles con capacitores volantes y forma de onda de la tensión de salida.

Tabla XVIII. Tensión de salida del convertidor de cinco niveles y estados de las llaves.

Tensión de salida U_{a0}	Estado de la llave				Tensión sobre la llave			
	S_{a1}	S_{a2}	S_{a3}	S_{a4}	$U_{\bar{S}_{a1}}$	$U_{\bar{S}_{a2}}$	$U_{\bar{S}_{a3}}$	$U_{\bar{S}_{a4}}$
$U_{a0} = U_{dc4} = U_{dc}$	1	1	1	1	0	0	0	0
$U_{a0} = U_{dc4} - U_{dc1} = 3U_{dc}/4$	1	1	1	0	0	0	0	U_{dc1}
$U_{a0} = U_{dc4} - U_{dc2} = U_{dc}/2$	1	1	0	0	0	0	$U_{dc2} - U_{dc1}$	U_{dc1}
$U_{a0} = U_{dc4} - U_{dc3} = U_{dc}/4$	1	0	0	0	0	$U_{dc3} - U_{dc2}$	$U_{dc2} - U_{dc1}$	U_{dc1}
$U_{a0} = 0$	0	0	0	0	$U_{dc4} - U_{dc3}$	$U_{dc3} - U_{dc2}$	$U_{dc2} - U_{dc1}$	U_{dc1}
U_{dc1}	0	0	0	1	$U_{dc4} - U_{dc3}$	$U_{dc3} - U_{dc2}$	$U_{dc2} - U_{dc1}$	0
U_{dc2}	0	0	1	1	$U_{dc4} - U_{dc3}$	$U_{dc3} - U_{dc2}$	0	0
U_{dc3}	0	1	1	1	$U_{dc4} - U_{dc3}$	0	0	0

Las tensiones de bloqueo inverso en las llaves deben ser iguales entre sí, y se calculan como:

$$US_j = \frac{U_{dc}}{N^{\circ} \text{capacitores flotantes}} = \frac{U_{dc}}{4} \quad (5.5)$$

Por lo tanto resulta $US_1 = US_2 = US_3 = US_4 = U_{dc}/4$.

Con este valor deseado de tensión de bloqueo inverso de las llaves es posible calcular la tensión a la cual debe cargarse cada uno de los capacitores flotantes, resolviendo el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\begin{aligned} US_1 &= U_{dc4} - U_{dc3} = U_{dc}/4 \\ US_2 &= U_{dc3} - U_{dc2} = U_{dc}/4 \\ US_3 &= U_{dc2} - U_{dc1} = U_{dc}/4 \\ US_4 &= U_{dc1} = U_{dc}/4 \end{aligned} \quad (5.6)$$

De estas ecuaciones se determinan los valores de las tensiones en los capacitores, resultando:

$$U_{dc1} = U_{dc}/4$$

$$U_{dc2} = U_{dc}/2$$

$$U_{dc3} = 3U_{dc}/4$$

$$U_{dc4} = U_{dc}$$

Las tensiones de bloqueo quedan impuestas por las tensiones de los capacitores flotantes.

De la Tabla XVIII se concluye que a partir de los valores determinados para las tensiones en los capacitores es posible garantizar el mismo nivel de tensión con dos secuencias de operación distintas, lo que constituye una redundancia importante.

Resumen de Operación del Convertidor multinivel con capacitores volantes:

Los niveles de tensión definidos en el convertidor con capacitores volantes son similares a los del convertidor con diodos de enclavamiento. En un convertidor de m niveles, la tensión de fase tiene m niveles y la tensión de línea tiene $2m-1$ niveles. Asumiendo que cada capacitor soporta el mismo valor máximo de tensión que los semiconductores, el bus de continua necesita $(m-1)$ capacitores.

La síntesis de tensión en un convertidor con capacitores volantes tiene mayor flexibilidad que la de un convertidor con diodos fijadores. Las principales desventajas de esta configuración son el balance de la tensión en los capacitores cuando se desea manejar potencia activa y el elevado número de capacitores. Asumiendo que el valor máximo de tensión permitido sobre un capacitor es el mismo que sobre los semiconductores de potencia, un convertidor de m niveles requerirá un total de $(m-1) * (m-2)/2$ capacitores auxiliares por fase.

Para balancear la carga y la descarga de los capacitores, es posible emplear dos o más combinaciones de llaves para los niveles de tensión intermedios (por ejemplo $3U_{cc}/4$, $U_{cc}/2$ y $U_{cc}/4$) en uno o varios períodos de la fundamental. Por lo tanto, con la adecuada selección de las combinaciones de conmutación, es posible utilizar el convertidor con capacitores volantes en aplicaciones con potencia

activa. Sin embargo, en las aplicaciones con intercambio de potencia activa, la combinación de llaves resulta muy compleja, y es necesario que la frecuencia de conmutación sea más elevada que la frecuencia fundamental.

Las ventajas de la configuración multinivel con capacitores volantes son:

- Cuando el número de niveles es lo suficientemente alto, el contenido armónico es lo suficientemente bajo como para evitar los filtros de armónicas.
- Provee redundancia en las combinaciones de llaves, lo que permite el balance de los diferentes niveles de tensión.
- Puede controlarse potencia activa y reactiva, haciendo que este convertidor sea un candidato para la transmisión de alta tensión en corriente continua (HVDC).

Las desventajas de esta configuración son:

- Cuando el número de niveles es alto se requiere un número excesivamente alto de capacitores. Por lo tanto esta configuración puede resultar muy costosa.
- En la transmisión de potencia activa, el control del convertidor es muy complicado, y la frecuencia de conmutación y las pérdidas de conmutación serán elevadas.

5.3.1.3 Convertidores Multinivel con inversores en cascada.

Existe una configuración multinivel diferente a las mencionadas previamente, y consiste en la conexión serie de inversores monofásicos tipo puente, como se muestra en la Figura 110. En este circuito en cascada, cada polo consiste en un número de convertidores monofásicos tipo fuente de tensión, conectados en serie con su salida de alterna, de forma tal de formar una cadena. Existe un capacitor separado y aislado asociado con cada convertidor monofásico. Un circuito trifásico puede implementarse con la conexión en estrella o en triángulo de tres de las cadenas mencionadas.

En la Figura 110 se muestra la tensión de fase de 9 niveles sintetizada con cuatro inversores monofásicos tipo fuente de tensión. La tensión de fase de salida se sintetiza mediante la suma de las salidas de los cuatro inversores, es decir $u_{an} = u_1 + u_2 + u_3 + u_4$. Cada inversor monofásico tipo puente puede generar tres niveles de tensión a la salida $+U_{dc}$, 0 o $-U_{dc}$. Cada convertidor está compuesto por cuatro llaves S_1 , S_2 , S_3 y S_4 . Utilizando como ejemplo el primer convertidor, cuando S_1 y S_4 conducen, la salida es $u_1 = +U_{dc}$, cuando lo hacen S_2 y S_3 la salida es $u_1 = -U_{dc}$ y cuando no conduce ninguna llave la salida es $u_1 = 0$. Las salidas del resto de los inversores se obtienen de manera similar. Controlando los ángulos de conducción de los diferentes niveles es posible minimizar el contenido armónico.

Figura 110. Inversor multinivel con múltiples inversores monofásicos en cascada.

Para cumplir con la definición previamente mencionada para los inversores multinivel con diodos de enclavamiento o capacitores volantes, en los convertidores con inversores en cascada, la cantidad de niveles m se define como $m = 2s + 1$, donde m es la cantidad de niveles en la tensión de fase y s es el número de convertidores.

Para el intercambio de potencia activa, los inversores en cascada necesitan fuentes de alimentación separadas. El circuito con la conexión en cascada de los convertidores es una alternativa conveniente

para la implementación de los convertidores multinivel, que puede ser utilizada para aplicaciones de alta potencia sin la necesidad de circuitos magnéticos o transformados complejos. La estructura de convertidores monofásicos provee una eficaz compensación monofásica, como suele ser requerida en los hornos de arco eléctrico.

Las ventajas de la configuración multinivel con inversores en cascada son:

- Requiere el menor número de elementos de todas las topologías multinivel para sintetizar una tensión de salida con una determinada cantidad de niveles.
- Es posible la construcción modular, debido a que cada nivel tiene la misma estructura, y no hay diodos de fijación o capacitores volantes adicionales.

Como desventaja es posible mencionar:

- Necesita de fuentes de alimentación separadas y aisladas para el intercambio de potencia activa, lo que limita sus aplicaciones.

En la Tabla XIX se comparan la cantidad de niveles de la tensión de fase y los requerimientos en componentes de potencia de los distintos tipos de convertidores multinivel.

Tabla XIX. Comparación por fase de los distintos convertidores multinivel.

Tipo de convertidor	Diodos fijadores	Capacitores volantes	Inversores en cascada
Número de niveles	$2m-1$	$2m-1$	$2s+1$
Llaves principales	$(m-1)*2$	$(m-1)*2$	$(m-1)*2$
Diodos principales	$(m-1)*2$	$(m-1)*2$	$(m-1)*2$
Diodos de enclavamiento	$(m-1)*(m-2)$	0	0
Capacitores del bus de continua	$(m-1)$	$(m-1)$	$(m-1)/2$
Capacitores volantes	0	$(m-1)*(m-2)/2$	0

5.3.2. Eliminación de armónicas en inversores multinivel

Para el caso en el cual las tensiones de continua de son iguales, es posible escribir el contenido armónico de un inversor de m niveles como:

m impar:

$$v_{an} = \frac{4V_{cc}}{n\pi} \left[\cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) + \dots + \cos(n\alpha_{(m-1)/2}) \right] \quad (5.7)$$

m par:

$$v_{an} = \frac{4V_{cc}}{n\pi} \left[\frac{1}{2} + \cos(n\alpha_1) + \dots + \cos(n\alpha_{(m/2)-1}) \right] \quad (5.8)$$

La solución para m par sólo es válida para los inversores multinivel con diodos de enclavamiento.

La reducción de armónicas se basa en la optimización de los ángulos de conmutación. Por ejemplo, si se desea eliminar las armónicas de un inversor de 7 niveles, es posible eliminar tres armónicas y

resulta un valor predeterminado del índice de modulación M, o se puede ajustar el índice de modulación a un valor deseado y eliminar dos armónicas.

En la Tabla XX se muestran los valores de los ángulos α_i cuando se desea eliminar el mayor número de armónicas.

Tabla XX. Ángulos de conmutación óptimos para la eliminación de armónicas.

Niveles	α_1	α_2	α_3	v_5 (%)	v_7 (%)	v_{11} (%)	v_{13} (%)	v_{17} (%)	WTHD0 (%)
3	18.0	-	-	0	0.107	0.110	0.058	0.044	1.94
4	24.0	-	-	0	0.058	0.030	0.076	0.058	1.13
5	5.14	30.9	-	0	0	0.086	0.056	0.035	0.95
6	12.3	33.6	-	0	0	0.036	0.009	0.037	0.45
7	7.10	15.9	36.2	0	0	0	0.042	0.019	0.38

El factor de mérito WTHD0 es un índice de desempeño que permite comparar la distorsión de tensión en inversores conmutando a la frecuencia de red o con técnicas de modulación con ancho de pulso (PWM). El WTHD0 se define como:

$$WTHD0 = \frac{1}{V_{cc}} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{v_n}{n} \right)^2} \quad (5.9)$$

Existen básicamente dos técnicas adicionales para la reducción de armónicas en la tensión de salida del convertidor. Una de las técnicas es la modulación por ancho de pulso (PWM) y la otra es la combinación de la forma de onda de salida de varios convertidores, para constituir una forma de onda multipulso.

5. 3. 3. Inversores Multipulso.

Una tensión de salida que se aproxime a la forma de onda senoidal ideal, puede ser sintetizada a partir de técnicas de neutralización de armónicas utilizando estructuras de convertidores multipulso. Esta técnica ofrece también una rápida respuesta y un gran ancho de banda de operación. Presenta bajas pérdidas de operación a expensas de un incremento en la complejidad del circuito.

El convertidor de 6 pulsos puede ser considerado como el bloque de construcción básico de las estructuras de convertidores multipulso. La forma de onda de la tensión de salida de este tipo de convertidores contiene componentes armónicas de frecuencias $(6k \pm 1)f$, y su corriente de entrada en estado estacionario esta compuesta por componentes de frecuencias $6kf$ donde $k = 1, 2, 3...$

Las tensiones de fase y de línea de un convertidor de 6 pulsos están dadas por:

$$v_{an} = \frac{2}{\pi} V_{cc} \left[\cos(\omega t) + \frac{1}{5} \cos(5\omega t) - \frac{1}{7} \cos(7\omega t) - \frac{1}{11} \cos(11\omega t) + \frac{1}{13} \cos(13\omega t) + \dots \right] \quad (5.10)$$

$$v_{ab} = \frac{2\sqrt{3}V_{cc}}{\pi} \left[\cos(\omega t) - \frac{1}{5} \cos(5\omega t) + \frac{1}{7} \cos(7\omega t) - \frac{1}{11} \cos(11\omega t) + \frac{1}{13} \cos(13\omega t) + \dots \right] \quad (5.11)$$

La tensión de línea está 30° en adelanto respecto de la tensión de fase, y está afectada por el factor $\sqrt{3}$. Una estructura circuital clásica para la neutralización de armónicas, que utiliza dos convertidores de 6 pulsos para conformar una tensión de salida de doce pulsos se muestra en la Figura 111.

Figura 111. Esquema circuital de un convertidor de 12 pulsos a partir de dos convertidores de 6 pulsos.

En esta configuración, para lograr que las dos tensiones de salida estén en fase, es necesario retrasar -30° la tensión generada por el convertidor 2, ya que existen 30 grados de adelanto entre la tensión de línea y la de fase. Las relaciones de transformación adecuadas se describen en la figura. La tensión de fase del convertidor de 12 pulsos es:

$$v_{an} = \frac{4NV_{cc}}{\pi} \left[\cos(\omega t) - \frac{1}{11} \cos(11\omega t) + \frac{1}{13} \cos(13\omega t) + \dots \right] \quad (5.12)$$

Las frecuencias armónicas presentes en la tensión de salida y en la corriente de entrada de un convertidor general de p pulsos, que esta compuesto por n convertidores de 6 pulsos ($p = 6n$ con $n = 1, 2, 3..$) son $(pk \pm 1)f = (6nk \pm 1)f$. Es decir, para un convertidor de 24 pulsos formado por $n = 4$ convertidores de 6 pulsos, las armónicas de tensión son 23, 25, 47, 49, etc. Puede observarse que el contenido armónico mejora notablemente con el incremento del número de pulsos.

El principio básico de la neutralización de armónicas es el de combinar las entradas y las salidas de un número determinado de convertidores de seis pulsos, que son operados con un desplazamiento de fase apropiado de forma tal de cancelar todas las armónicas excepto las que son múltiplos de $(pk \pm 1)$ en los terminales de alterna, y pk en los terminales de continua.

Esto puede lograrse operando a los convertidores con un desplazamiento angular sucesivo de $2\pi/6n$ radianes por segundo. Luego cada forma de onda de tensión de salida generada se desplaza en fase por un transformador con un secundario con la configuración de los arrollamientos adecuada para cancelar el desplazamiento angular del convertidor (transformadores con conexión zig-zag). Finalmente, las salidas transformadas de todos los convertidores (cuyas componentes fundamentales

están en fase) se suman en los arrollamientos primarios. En la Figura 112 se muestra una configuración de 24 pulsos con cuatro convertidores de 6 pulsos.

Figura 112. Convertidor de 24 pulsos con neutralización de armónicas.

El ángulo de desplazamiento de fase entre convertidores puede calcularse como:

$$\theta_m [rad] = \left(\frac{m-1}{M} \right) \frac{\pi}{3} \quad (5.13)$$

Donde:

m: Es el número del convertidor

M: Es el número total de convertidores.

El contenido armónico de este convertidor está dado por $n = (24k \pm 1)$.

Los arreglos utilizados para la suma de los terminales de continua y de alterna no deben violar los requerimientos de terminación de los bloques de convertidores básicos. Los terminales de continua de los convertidores tipo fuente de tensión son fuentes de corrientes de ripple.

Por lo tanto, todos los convertidores de 6 seis pulsos con el desplazamiento de fase apropiado pueden ser conectados en paralelo directamente con la fuente de continua común, es decir el capacitor de entrada.

Sin embargo, en los terminales de alterna, los convertidores tipo fuente de tensión manifiestan su distorsión de salida como fuentes de tensiones armónicas. Por lo tanto, no pueden ser conectados directamente a un único transformador con arrollamientos secundarios para el desplazamiento de fase (como se utiliza en los convertidores dc-ac tipo fuente de corriente utilizados en los sistemas de transmisión de corriente continua) porque existe circulación de grandes corrientes armónicas entre los arrollamientos.

Una posible solución es la utilización de un transformador individual para cada convertidor, proveyendo el desplazamiento de fase apropiado.

Esta estructura de $p = 6n$ pulsos requiere n convertidores diseñados para generar cada uno una tensión $1/n$ y manejar una potencia $1/n$. Requiere además de n transformadores dimensionados para $1/n$ de la potencia aparente total, pero que requieren diferentes configuraciones de los arrollamientos secundarios. Esto resulta poco atractivo desde el punto de vista del diseño y muy costoso.

Sin embargo, es posible utilizar transformadores convencionales estrella-estrella y estrella-triángulo en una configuración de “cuasi” neutralización de armónicas, en la cual el número de pulsos es múltiplo de 12. En esta configuración se utilizan módulos de 12 pulsos.

Un modulo incorpora dos convertidores de 6 pulsos, uno de ellos operado con un transformador estrella-estrella y el otro con un transformador estrella-triángulo.

Los convertidores en el módulo son operados con un desplazamiento angular de $\pi/6$ radianes. Puede combinarse un número $m = 1, 2, 3, \dots$ de estos módulos de 12 pulsos para un arreglo de $12m$ pulsos conectando los arrollamientos primarios de todos los transformadores en serie y operando cada uno de los módulos con un desplazamiento angular sucesivo de $\pi/6m$ radianes.

Una estructura de “cuasi” neutralización de armónicas se muestra en la Figura 113.

Figura 113. Convertidor de 24 pulsos con neutralización de armónicas.

En contraste con los arreglos multipulsos la configuración “cuasi” 24 pulsos no provee una cancelación perfecta para las armónicas predominantes generadas por los dos módulos de 12 pulsos. Si fuera necesaria una reducción mayor del contenido armónico, puede extenderse la estructura fácilmente a 36 o 48 pulsos. El contenido armónico de la tensión de salida de cada uno de los convertidores de 12 pulsos puede expresarse como:

$$v_{an(12\text{ pulsos})}^{(1)} = \frac{4V_{cc}}{\pi} \left[\begin{aligned} &\cos(\omega t + \delta_1) - \frac{1}{11} \cos(11\omega t + \delta_1) + \frac{1}{13} \cos(13\omega t + \delta_1) \\ &- \frac{1}{23} \cos(23\omega t + \delta_1) + \frac{1}{25} \cos(25\omega t + \delta_1) + \dots \end{aligned} \right] \quad (5.14)$$

$$v_{an(12\text{ pulsos})}^{(2)} = \frac{4V_{cc}}{\pi} \left[\begin{aligned} &\cos(\omega t + \delta_2) - \frac{1}{11} \cos(11\omega t + \delta_2) + \frac{1}{13} \cos(13\omega t + \delta_2) \\ &- \frac{1}{23} \cos(23\omega t + \delta_2) + \frac{1}{25} \cos(25\omega t + \delta_2) + \dots \end{aligned} \right] \quad (5.15)$$

Donde δ_1 es la fase relativa del convertidor 1 y δ_2 es la fase relativa del convertidor 2.

Si $\delta_1 - \delta_2 = \pi/12 = 15^\circ \Rightarrow$ Se atenúan (no eliminan) de las armónicas 11 y 13.

Si $\delta_1 - \delta_2 = \pi/11 \Rightarrow$ Se elimina la armónica 11.

Si $\delta_1 - \delta_2 = \pi/13 \Rightarrow$ Se elimina la armónica 13.

Si $\delta_1 - \delta_2 = \pi/23 \Rightarrow$ Se elimina la armónica 23.

5.3.4. Convertidores operados con Modulación por ancho de pulso (PWM).

5.3.4.1 Convertidores trifásicos de dos niveles.

En los convertidores de dos niveles existe por llave sólo un estado de encendido y uno de apagado por ciclo de la frecuencia de red. En estos convertidores, la tensión de alterna de salida puede ser controlada variando el ancho de los pulsos de tensión y/o la amplitud de la tensión del bus de continua.

Otra manera de controlar la tensión de alterna es tener múltiples pulsos en medio ciclo de la frecuencia fundamental, y variar el ancho de estos pulsos para modificar la amplitud de la tensión de alterna. El motivo principal de realizar esta acción es ser capaz de variar la tensión y además reducir el contenido armónico. Es importante aclarar que más pulsos implican mayores pérdidas de conmutación, por lo tanto las mejoras en la utilización de la modulación por ancho de pulso deben ser lo suficientemente importantes como para justificar el aumento de las pérdidas de conmutación.

Existen topologías de convertidores PWM resonantes, que incorporan la conmutación con corriente cero o con tensión cero de forma tal de reducir las pérdidas. Estos convertidores se han estado utilizando de manera creciente en aplicaciones de baja potencia, pero el alto costo del equipamiento hace injustificada esta tecnología en aplicaciones de alta potencia.

En convertidores en el rango de potencias de 1 MW, como los utilizados en los dispositivos Dynamic Voltage Restorer (DVR), la frecuencia de conmutación está en el rango de unos pocos kilohertz. En la tecnología FACTS, con potencias en el orden de 5 a 30 MW, y tensiones en el orden de 10 a 30 kV se utilizan frecuencias de conmutación que van desde algunas centenas de hertz hasta poco más de 1 kHz.

En la Figura 114, Figura 115 y Figura 116 se muestra el proceso de aplicación de la modulación por ancho de pulso (PWM) a un inversor trifásico de dos niveles y las tensiones de fase y de línea resultantes. Las tres señales sinusoidales de referencia se encuentran desplazadas 120° entre sí, y están dadas por:

$$v_{a0} = \frac{MV_{cc}}{2} \cos(\omega t) \quad (5.16)$$

$$v_{b0} = \frac{MV_{cc}}{2} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (5.17)$$

$$v_{c0} = \frac{MV_{cc}}{2} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (5.18)$$

Donde M es el índice de modulación definido como $M = V_0/(V_{cc}/2)$. Las tensiones de referencia están referidas al punto medio del enlace de continua, que esta compuesto por dos tensiones continuas de 50 V de amplitud.

Figura 114. Modulación con portadora triangular y señales de referencia.

Figura 115. Tensiones fase-tierra.

Figura 116. Tensiones de línea.

Los pulsos de encendido y apagado enviados a los dispositivos corresponden a los puntos de cruce entre la portadora triangular y señal de referencia sinusoidal de cada fase.

Cuando la portadora triangular es menor que la tensión de referencia de la fase a, resulta en un pulso de encendido para la llave superior y en un pulso de apagado para la llave inferior. Cuando la portadora triangular es mayor que la tensión de referencia de la fase a, resulta en un pulso de apagado para la llave superior y un pulso de encendido para la llave inferior. El mismo proceso ocurre en las fases b y c.

En comparación con los dos pulsos que se obtienen en la tensión fase-tierra cuando se conmuta las llaves a la frecuencia de red, se observa en la Figura 115 que la tensión fase-tierra esta formada por 18 pulsos de ancho variable en un ciclo de la frecuencia de red. Los pulsos son más anchos en las cercanías de un máximo o un mínimo de la frecuencia fundamental.

Teniendo en cuenta la forma de onda de la tensión fase-tierra, es posible formular las siguientes conclusiones:

- La forma de onda de salida esta compuesta por una fundamental (que coincide con la frecuencia fundamental que se desea generar) y sus armónicos.
- Los pulsos de salida son simétricos respecto del cruce por cero de la referencia sinusoidal, porque la frecuencia de la portadora triangular es un múltiplo impar de la frecuencia de la señal de referencia. Una portadora cuya frecuencia es un múltiplo par de la fundamental creará asimetría respecto del cruce por cero y por lo tanto generará armónicas pares. Si la frecuencia no es un múltiplo entero de la frecuencia fundamental aparecerán también subarmónicas e interarmónicas. Cuando la frecuencia es alta, es decir por encima de unos pocos kilohertz, esta asimetría se hace insignificante, sin embargo en bajas frecuencias es de

fundamental importancia asegurar que la relación de frecuencias sea un número impar y elevado (por ejemplo $\omega_c/\omega = 21$).

- La componente fundamental de la tensión fase-tierra aumenta con un aumento en la magnitud de la señal de referencia y disminuye con una disminución de la señal de referencia. Cuando el pico de la referencia sinusoidal es menor que el pico de la portadora triangular, la amplitud de la tensión de salida varía linealmente con la amplitud de la referencia.
- A medida que la tensión de referencia aumenta por encima del valor pico de la portadora triangular, comienzan a desaparecer pulsos en la tensión fase-tierra de salida. En el límite, la forma de onda de salida se convierte en la onda cuadrada que se obtiene con la conmutación a la frecuencia de la red.

Los valores fundamentales de las tensiones de línea están dados por la diferencia de las tensiones de fase, y se expresan como:

$$v_{ab} = v_{a0} - v_{b0} = \frac{M\sqrt{3}}{2} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \quad (5.19)$$

$$v_{bc} = v_{b0} - v_{c0} = \frac{M\sqrt{3}}{2} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (5.20)$$

$$v_{ca} = v_{c0} - v_{a0} = \frac{M\sqrt{3}}{2} \cos\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right) \quad (5.21)$$

Es importante notar que la amplitud máxima que puede lograrse para $M = 1$ es $\sqrt{3}/2 V_{cc} = 0.866 V_{cc}$.

En comparación con el valor máximo de la tensión de salida de un inversor monofásico tipo puente, que es igual a V_{cc} .

La solución analítica del contenido armónico de las tensiones de salida de un inversor trifásico puede obtenerse a partir de la serie doble de Fourier.

El desarrollo en serie doble de Fourier toma la forma:

$$f(t) = \frac{A_{00}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [A_{0n} \cos(n\omega_0 t) + B_{0n} \sin(n\omega_0 t)] + \sum_{m=1}^{\infty} [A_{m0} \cos(m\omega_c t) + B_{m0} \sin(m\omega_c t)] + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} [A_{mn} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) + B_{mn} \sin(m\omega_c t + n\omega_0 t)] \quad (5.22)$$

Los coeficientes de la serie de Fourier pueden calcularse como:

$$C_{mn} = A_{mn} + jB_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) e^{j(mx+ny)} dx dy \quad (5.23)$$

Donde $x = \omega_c t$ e $y = \omega_0 t$.

La principal dificultad del cálculo de los coeficientes de la serie de Fourier es la obtención de los límites de integración según el esquema y tipo de portadora utilizada. En el Anexo II de este trabajo

se presenta el desarrollo completo para la obtención de los coeficientes de la serie de Fourier de un inversor trifásico de tres niveles.

El contenido armónico de las tensiones de salida de un inversor trifásico de dos niveles está dado por:

$$v_{a0}(t) = \frac{V_{cc}}{2} + \frac{MV_{cc}}{2} \cos(\omega_0 t) + \frac{2V_{cc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left([m+n] \frac{\pi}{2} \right) \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \quad (5.24)$$

$$v_{a0}(t) = \frac{V_{cc}}{2} + \frac{MV_{cc}}{2} \cos \left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3} \right) + \frac{2V_{cc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left([m+n] \frac{\pi}{2} \right) \cos \left(m\omega_c t + n \left[\omega_0 t - \frac{2\pi}{3} \right] \right) \quad (5.25)$$

$$v_{a0}(t) = \frac{V_{cc}}{2} + \frac{MV_{cc}}{2} \cos \left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3} \right) + \frac{2V_{cc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left([m+n] \frac{\pi}{2} \right) \cos \left(m\omega_c t + n \left[\omega_0 t + \frac{2\pi}{3} \right] \right) \quad (5.26)$$

La tensión de línea se obtiene sustrayendo dos tensiones de fase, y por ejemplo la tensión $v_{ab}(t)$ está dada por:

$$v_{ab}(t) = \frac{\sqrt{3}MV_{cc}}{2} \cos \left(\omega_0 t + \frac{\pi}{6} \right) + \frac{4V_{cc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left([m+n] \frac{\pi}{2} \right) \sin \left(n \frac{\pi}{3} \right) \cos \left(m\omega_c t + n \left[\omega_0 t - \frac{\pi}{3} \right] + \frac{\pi}{2} \right) \quad (5.27)$$

Es interesante destacar las armónicas que no estarán presentes en la tensión de línea:

- Las armónicas de la portadora, ya que son las mismas en todas las fases.
- Las armónicas laterales con combinaciones pares de $m \pm n$. Más precisamente, estas armónicas se eliminan en cada tensión de fase por el término $\sin \left([m+n] \frac{\pi}{2} \right)$.
- Las armónicas laterales, donde n es un múltiplo de tres. Los ángulos de fase de éstas armónicas rotan en múltiplos de 2π en todas las fases, y por lo tanto son las mismas en todas las fases. Esto se ve reflejado en el término $\sin \left(n \frac{\pi}{3} \right)$.

Dado que se eliminan todas las armónicas impares alrededor del primer múltiplo de la portadora ($m = 1$), todas las armónicas laterales ocurrirán en frecuencias $\omega_c t \pm 2\omega_0 t$, $\omega_c t \pm 4\omega_0 t$, etc. Los valores por encima de $n = 7$ son insignificantes. Para el segundo múltiplo de la portadora, las armónicas principales ocurrirán a las frecuencias $2\omega_c t \pm \omega_0 t$, $2\omega_c t \pm 3\omega_0 t$, $2\omega_c t \pm 5\omega_0 t$, etc.

El contenido armónico de la tensión de línea se muestra en la Figura 117.

Figura 117. Contenido armónico de la tensión de línea para $M = 0.8$ y $\omega_c/\omega_0 = 21$.

En este caso, el factor de mérito que evalúa la distorsión armónica vale: $WTHD0 = 2.04 \%$

La implementación de la modulación por ancho de pulso (PWM) es fácil en el papel, pero no es una acción trivial cuando se consideran aplicaciones de alta potencia y alta tensión. Son de particular importancia el aumento de las pérdidas de conmutación, el impacto del aumento de las armónicas de alta frecuencia, la Interferencia Electromagnética (EMI) y el ruido audible.

Existe un método efectivo para controlar la tensión y eliminar las armónicas de bajo orden, que consiste en la introducción de muescas (notches) en la forma de onda de la tensión fase-tierra de forma tal de eliminar armónicas específicas.

Básicamente, una forma de onda cuadrada con un número M de conmutaciones tiene M grados de libertad para la eliminación de armónicas. Uno de estos grados de libertad puede ser utilizado para controlar la fundamental, dejando $M-1$ grados de libertad para la eliminación de armónicas.

Como se observa en la Figura 114, con una portadora de frecuencia 9 veces mayor que la frecuencia fundamental se tienen cuatro muescas en cada semiperíodo de la tensión fase-tierra. Esto sugiere que con los ángulos de disparo apropiados, junto con la simetría de media onda puede controlarse no sólo la amplitud de la frecuencia fundamental, sino además pueden seleccionarse tres armónicas para ser eliminadas, como ser la 5ª, 7ª y 11ª. Si existieran dos inversores trifásicos, desplazados en fase para lograr un convertidor trifásico de 12 pulsos, las armónicas que se deberían eliminar son la 11ª, 13ª y 23ª. Por lo tanto se observa que con un número limitado de muescas es posible lograr una operación similar a un convertidor multipulso de 24 pulsos, que requeriría de 4 convertidores de 6 pulsos.

Por otra parte, debe mencionarse que en la operación con PWM, las armónicas altas tendrán mayor magnitud que con el convertidor funcionando a la frecuencia de red, sin embargo estas armónicas son fáciles de filtrar. Con la utilización de un filtro pasabajos puede lograrse una corriente casi sinusoidal.

5.3.4.2 Convertidores trifásicos de tres niveles.

Los métodos de PWM utilizados para convertidores trifásicos de 2 niveles pueden extenderse al caso de inversores de tres o más niveles. Pueden utilizarse varios tipos de portadoras, sin embargo, como la cancelación de armónicas es siempre superior cuando se utiliza una portadora triangular, se desarrolla en detalle este único caso.

La modulación puede ser fácilmente implementada aumentando el número de portadoras triangulares a $L-1$ donde L es el número de niveles de tensión que conforman el enlace de continua. Éstas portadoras se agrupan de forma tal de ocupar bandas contiguas en el rango $-(L-1)U_{cc}/4$ a $(L-1)U_{cc}/4$. Se compara entonces una única señal de referencia sinusoidal con este conjunto de portadoras para determinar el nivel de tensión a ser obtenido.

Existen tres alternativas de PWM con diferentes relaciones de fase entre las portadoras:

- **Disposición con oposición de fase alternada (APOD)**, donde las portadoras en las bandas adyacentes se encuentran desfasadas 180° .
- **Disposición con oposición de fase (POD)**, donde las portadoras por encima del punto de referencia cero se encuentran desfasadas 180° de las que se encuentran por debajo.
- **Disposición en fase (PD)**, donde todas las portadoras se encuentran en fase.

En un convertidor de tres niveles, existen sólo dos portadoras posibles, y por lo tanto los métodos **APOD** y **POD** son iguales. La estrategia con **PD** es que la proporciona menor distorsión en la tensión de línea. En la Figura 118 se presenta un diagrama de las portadoras y la tensión de referencia de la fase a para el caso **PD** y con una relación $\omega_c/\omega_0 = 9$.

Figura 118. Modulación con portadora triangular y señales de referencia.

En la Figura 119 y la Figura 120 se muestran respectivamente las tensiones fase-tierra y las tensiones de línea en el convertidor trifásico de tres niveles con estrategia de modulación PD. Las tensiones fase-tierra están referidas al punto medio del enlace de continua, que está compuesto por dos tensiones continuas de 50 V de amplitud.

Figura 119. Tensiones fase-tierra.

Figura 120. Tensiones de línea.

El contenido armónico completo de la tensión de la columna a del convertidor de tres niveles se obtiene mediante la solución de esta integral de Fourier y de su aplicación para el cálculo de los

coeficientes de la serie de Fourier. Los resultados detallados se presentan en [5] y se reproducen a continuación:

$$\begin{aligned}
 v_{a0}(t) = & \frac{U_{cc}}{2} M \cos(\omega_0 t) + \frac{4U_{cc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m-1} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{J_{2k-1}([2m-1]\pi M)}{[2k-1]} \cos([2m-1]\omega_c t) \\
 & + \frac{U_{cc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{2n+1}(2m\pi M) \cos(n\pi) \cos(2m\omega_c t + [2n+1]\omega_0 t) \\
 & + \frac{4U_{cc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{J_{2k-1}([2m-1]\pi M)[2k-1] \cos(n\pi)}{[2k-1+2n][2k-1-2n]} \cos([2m-1]\omega_c t + 2n\omega_0 t)
 \end{aligned} \quad (5.28)$$

La tensión de línea puede obtenerse haciendo:

$$v_{ab}(t) = v_{a0}(t) - v_{b0}(t) \quad (5.29)$$

Donde $v_{b0}(t)$ se obtiene utilizando la expresión de $v_{a0}(t)$ pero con una fase de $\theta_0 = 2\pi/3$.

En la Figura 121 se muestran los resultados obtenidos para el espectro de la tensión de línea en un convertidor de tres niveles, y modulación PD. En ambos casos se utiliza un índice de modulación $M = 0.8$ y una relación $\omega_c/\omega_0 = 21$.

Figura 121. Contenido armónico de la tensión de línea.

En este caso, el factor de mérito que evalúa la distorsión armónica vale: $WTHD0 = 0.45 \%$.

5.3.5. Aplicaciones de los diversos tipos de convertidores

Los convertidores de 6 pulsos, basados en dos semiconductores de potencia por columna (dos niveles) son aplicables actualmente hasta una potencia máxima de 5 MVA. Sin embargo, aún en este bajo nivel de potencia, los convertidores de 6 pulsos operando a la frecuencia de red no son aconsejables debido a su alto contenido armónico.

Todos los esquemas básicos (multinivel, PWM y multipulso) para la generación de la forma de onda de la tensión de salida con baja distorsión tienen alguna desventaja en términos de complejidad, pérdidas o costo y, por estas razones, estas técnicas deben ser aplicadas en alguna combinación apropiada en los compensadores de alta potencia para proveer la configuración óptima. Es importante destacar que hasta la fecha sólo se han utilizado convertidores de dos y tres niveles para la neutralización de armónicas.

La estructura multipulso es eminentemente aconsejable para la construcción modular. Los convertidores de 6 o 12 pulsos con diseños y potencias estándar pueden ser utilizados para lograr arreglos multipulsos de portes específicos.

La técnica de modulación PWM ofrece una rápida respuesta y un gran ancho de banda de operación, resultando ideal para la generación y el control de la tensión de salida de un convertidor STATCOM para la compensación de hornos de arco eléctrico.

Actualmente, con el descubrimiento de nuevos dispositivos semiconductores de potencia como el IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) es posible la implementación práctica de convertidores de potencia con relativamente alta frecuencia de conmutación (en el orden de 1.5 kHz) y pérdidas de operación aceptables.

Los STATCOM de alta potencia que se utilizan para los sistemas de potencia, generalmente utilizan estructuras de convertidores multipulso y multinivel para aumentar la potencia de salida y eliminar las armónicas de baja frecuencia. Los STATCOM de baja potencia para aplicaciones industriales utilizan técnicas de modulación de ancho de pulso (PWM). Esta técnica permite la variación de la amplitud de la tensión generada sin la necesidad de modificar el ángulo de fase entre la tensión del sistema y la tensión de salida del convertidor.

5.4. Aplicaciones del STATCOM

5.4.1. Regulación y control de tensión

En los sistemas de potencia o en partes de los sistemas de potencia con bajos niveles de potencia de cortocircuito, es decir en sistemas débiles o en puntos débiles de un sistema de potencia, la magnitud de la tensión es afectada significativamente por las variaciones de carga diarias y estacionales así como la conmutación de líneas de transmisión, reactores shunt, capacitores y transformadores. En condiciones de alta carga, la tensión a través del sistema caerá considerablemente, lo que afectará negativamente a los usuarios y a los equipamientos.

La variación de tensión en cualquier punto de un sistema de potencia es proporcional a la relación entre el cambio de la potencia reactiva y la potencia de cortocircuito en dicho punto. La potencia de cortocircuito es inversamente proporcional a la impedancia del sistema, lo que representa la fortaleza del sistema en ese punto. Tradicionalmente se han aplicado capacitores y reactores shunt para corregir el factor de potencia en el punto de alimentación y para reducir los efectos adversos a los consumidores. Sin embargo, la naturaleza de conmutación en bloque, la lenta velocidad de respuesta

y la variación de su salida con el cuadrado de la tensión del sistema hace que sean esperables grandes variaciones de tensión frente a las variaciones de las condiciones del sistema.

Las inconsistencias mencionadas en la respuesta de los compensadores convencionales frente a los requerimientos del sistema de potencia, generalmente resultan en:

1. Severas sobretensiones en sistemas con mucha carga cuando están sujetos a pérdida de carga o funcionamiento en isla luego de una falla.
2. Gran sensibilidad de la tensión a cambios en la carga, causando la saturación de transformadores y la generación de armónicas por encima de los límites de desempeño.
3. Colapso de tensión debido a la inhabilidad del sistema de control o a la acción de conmutación manual para lograr la potencia reactiva requerida.

A medida que los niveles de carga y la transferencia de potencia en el sistema aumentan, las pérdidas adicionales por potencia reactiva y los cambios en el factor de potencia de la carga necesitan ser suministrados por componentes que sean dinámicamente capaces de proveer dichos cambios. El STATCOM representa la fuente controlada más rápida actualmente disponible. En condiciones próximas al colapso de tensión o sobretensiones repentinas en el sistema, la rápida respuesta del STATCOM en conjunto con su habilidad para mantener su corriente de salida, y su capacidad transitoria de sobrecarga, ofrecen el mejor desempeño en términos de la recuperación del sistema.

Como se ha mencionado previamente, la mayoría de los problemas de tensión en los sistemas de potencia están relacionados a la transmisión de potencia reactiva a través de una impedancia longitudinal, lo que resulta en grandes diferencias de tensión. La potencia reactiva no puede ser transmitida a través de grandes distancias y/o en grandes cantidades debido a su influencia en la magnitud de la tensión. La variación de tensión en cualquier punto de un sistema de potencia, como se ejemplifica en la Figura 122(a), puede ser expresada por la ecuación (5.30).

$$V = E_s \left(1 - \frac{Q}{S_{cc}} \right) \quad (5.30)$$

Donde:

V: Es la tensión en la barra de conexión de la carga.

E_s : Es la tensión en la barra infinita.

Q: Es la potencia reactiva de la carga y equipo de compensación en el punto de conexión.

S_c : Es la potencia de cortocircuito en el punto de conexión.

X_s : Es la reactancia equivalente del sistema de potencia.

Figura 122. Variación de tensión en la barra de conexión de una carga con el sistema de potencia para diferentes tipos de compensadores del mismo porte.

La tensión en la barra de conexión de la carga en el sistema de la Figura 122 tenderá al colapso para aumentos de la potencia reactiva demandada por la carga, como se muestra en la curva 1 de la Figura 122(b), si no existe compensación de potencia reactiva. En forma completamente opuesta, la tensión en la barra tenderá a subir si la cantidad de potencia reactiva demandada por la carga comienza a decrecer. Un sistema de potencia en un dado estado de operación es estable en la tensión si la tensión en las cargas o las tensiones en las barras cercanas a las cargas alcanzan valores de equilibrio luego de una perturbación en el sistema. En este aspecto, las perturbaciones del sistema pueden ser

caracterizadas como grandes o pequeñas variaciones de carga. Los mecanismos de estabilidad de tensión involucran tres diferentes bandas temporarias:

1. Banda de tiempo de 0 a 10 segundos, donde los cambios en las cargas rotantes y no lineales juegan el papel más importante.
2. Banda de tiempo de 10 segundos a varios minutos, donde la estabilidad de la tensión está condicionada en la sensibilidad de tensión de las cargas. La reinserción de cargas y los reguladores bajo carga de los transformadores cumplen el rol principal.
3. Banda de tiempo de varios minutos en adelante, donde la acción del operador del sistema cumple el rol principal.

En todos los casos, la estabilidad de la tensión de un sistema de potencia depende de:

1. La variación de la carga con la tensión.
2. La disponibilidad de potencia reactiva entregada por las diversas fuentes de potencia reactiva, incluyendo los equipos de compensación.

La aplicación de dispositivos convencionales de compensación de potencia reactiva como ser bancos de capacitores shunt, tienden a modificar la forma de la curva presentada en la Figura 122(b) describiendo la variación del nivel de tensión “hacia arriba y hacia fuera” haciendo que el sistema tienda hacia la inestabilidad. Esto es debido a las grandes variaciones de tensión originadas por la forma particular de la curva P-V y a la reducción de la potencia reactiva de salida del capacitor con el cuadrado de la tensión, como se ilustra en la curva 2 de la Figura 122(b).

La aplicación de compensadores de potencia reactiva controlados, como los STATCOM o los SVC, producen una curva P-V como se muestra en la curva 3 de la Figura 122(b) mientras que las modificaciones de la carga caigan dentro del rango de control del STATCOM o el SVC. Luego, el STATCOM o el SVC modifican la curva P-V “hacia fuera”, haciendo que el sistema sea menos propenso a la inestabilidad. Sin embargo, para variaciones de tensión inmediatamente fuera del rango de control del SVC, la conducta del SVC está determinada por la admitancia capacitiva equivalente del SVC, y presenta un comportamiento similar a los capacitores conmutados tendiendo hacia la inestabilidad, como se muestra en la curva 4 de la Figura 122(b). Gracias a la habilidad de mantener la corriente de salida constante ante una tensión decreciente fuera del rango de control y su capacidad de sobrecarga temporaria, el STATCOM presenta un desempeño de estabilidad de tensión más robusto, como se muestra en la curva 5 de la Figura 122(b).

Un estudio reciente de EDF para alimentar a un área aislada sin plantas generadoras de energía a través de un enlace de corriente continua de 200 MW, consideró el uso de un STATCOM de ± 80 MVar en dicha área. Este estudio demostró la efectividad del STATCOM como una solución para el problema de estabilidad de tensión [4]. La estabilidad de tensión se mantuvo ante una serie de perturbaciones severas, incluyendo el bloqueo temporario del enlace de continua y una falla importante que causó severas variaciones de potencia reactiva en la carga. El estudio concluyó que dada la provisión de un pequeño elemento de almacenamiento de energía, sería posible realizar el arranque en negro del sistema aislado a través del enlace de continua.

5. 4. 2. Mejora de la capacidad de transmisión en estado estacionario

La capacidad de transmisión de un sistema de potencia esta limitada generalmente por las tensiones de operación y las impedancias longitudinales del sistema. Para un sistema de transmisión interconectado, modelado como un equivalente con dos máquinas (ver Anexo II), la transferencia de potencia esta dada por la siguiente ecuación:

$$P = P_0 \sin \delta \text{ y } P_0 = \frac{U^2}{X_E} \quad (5.31)$$

U : es la magnitud de las tensiones internas de los generadores.

X_E : Es la reactancia equivalente de interconexión, incluyendo las máquinas, la reactancia de dispersión (longitudinal) del transformador, y reactancia longitudinal de la línea de transmisión.

P : La potencia activa transferida.

P_0 : La máxima potencia activa posible de ser transferida.

δ : El ángulo de potencia entre las tensiones internas de ambos generadores.

La máxima transmisión de potencia activa $P_0 = U^2/X_E$ se logra a $\delta = 90^\circ$, ángulo que representa el límite teórico de estabilidad. La aplicación de un STATCOM en un lugar específico del sistema de transmisión aumentará la capacidad de potencia transmitida en virtud del soporte de tensión provisto en el punto de conexión. Cuando un STATCOM de porte suficiente grande es conectado en el medio de la reactancia de interconexión, la capacidad de potencia transmitida se modifica como:

$$P = \left(2U^2/X_E\right) \sin\left(\frac{\delta}{2}\right) = 2P_0 \sin\left(\frac{\delta}{2}\right) \quad (5.32)$$

Lo que significa ahora que el límite teórico de estabilidad de estado estacionario es alcanzado para $\delta = 180^\circ$. Este comportamiento es similar al esperable en un SVC, como se muestra en la Figura 123.

Figura 123. Aumento de la capacidad de transferencia de potencia con un STATCOM (a) o un SVC (b) en el punto medio de una línea.

En la práctica se colocan STATCOM de un determinado porte. Esto significa que hasta que el STATCOM aporte su máxima corriente de salida capacitiva, la potencia transmitida en el sistema se comporta según la ecuación (5.32). Desde esta condición de operación en adelante el STATCOM continuará entregando su máxima corriente capacitiva I_{Cmax} independientemente de la tensión en el punto de conexión. En comparación, cuando un SVC del mismo porte alcance su límite de operación se comportará como una susceptancia capacitiva fija B_{Cmax} . La potencia transferida al sistema cuando el STATCOM se encuentra operando a su máxima corriente de salida capacitiva es:

$$P = \left(\frac{U^2}{X_E} \right) \sin(\delta) + \left(\frac{UI_{C \max}}{2} \right) \sin\left(\frac{\delta}{2}\right) \quad (5.33)$$

En comparación, la potencia transferida al sistema por un SVC, cuando se comporta como una susceptancia shunt fija es:

$$P = \frac{\left(\frac{U^2}{X_E} \right) \sin(\delta)}{\left[1 - \left(\frac{X_E B_{C \max}}{4} \right) \right]} \quad (5.34)$$

En términos prácticos, el STATCOM provee un soporte más robusto al sistema de potencia cuando los ángulos de fase entre los generadores del sistema se encuentren entre 90 y 180°.

5. 4. 3. Mejora del Margen de Estabilidad Transitoria.

La habilidad del STATCOM de mantener la máxima corriente capacitiva de salida para bajos niveles de la tensión del sistema, lo hace muy eficiente en la mejora de la estabilidad transitoria. La efectividad del STATCOM en el aumento de la potencia transmisible se ilustró en la Figura 123(a), donde se muestra la potencia transmitida P en función del ángulo de transmisión para un sistema de dos máquinas, para varios niveles máximos de corriente capacitiva $I_{0\max}$. Para comparación, la Figura 123(b) muestra la misma gráfica pero para un SVC. Se puede observar que tanto el STATCOM como el SVC operan como un compensador de punto medio ideal con relación P versus δ definida por la ecuación $P = (2U^2/X)\sin(\delta/2)$ hasta que se alcanza la máxima corriente capacitiva de salida $I_{0\max}$. Desde este punto en adelante, el STATCOM continua proveyendo esta máxima corriente de salida capacitiva (en lugar de una admitancia capacitiva máxima como en el caso del SVC), independientemente de la variación de la tensión en el punto medio de la línea. Como resultado de este comportamiento, se evita la disminución abrupta de la potencia transmitida P en el rango entre $\pi/2 < \delta < \pi$ que caracteriza a la transmisión de potencia en un sistema soportado por un SVC, y se aumenta notablemente el área $\int P d\delta$ que representa la mejora en el margen de estabilidad.

Para que un sistema de potencia se mantenga estable, aún luego de una gran perturbación debida al despeje de una falla por un dispositivo de protección, la potencia transmitida por el sistema debe permanecer por debajo del límite de estabilidad de estado estacionario. Bajo una condición particular de operación del sistema, se conoce como límite de estabilidad transitoria al nivel máximo de potencia para el cual se mantiene la estabilidad ante cualquier falla.

Para un sistema simple como se muestra en la Figura 124, se asume una transmisión de potencia pre-falla de P_i . Para este sistema, el ángulo rotórico del generador es igual al ángulo de transmisión. Durante la falla, la capacidad de transferencia de potencia del sistema cae desde el nivel pre-falla representado por la curva (1) al representado por la curva (2) debido a la disminución de la tensión. Durante la falla y dado que la potencia mecánica permanece constante, el generador se acelerará aumentando consecuentemente su ángulo de rotor de δ_1 a δ_c . Luego que se despeje la falla, por ejemplo desconectando la línea fallada, se produce una recuperación parcial de la tensión y, consecuentemente, se recupera la transferencia de potencia debido al aumento previamente mencionado del ángulo δ . Como resultado y para que el sistema resulte estable, la potencia transmitida debe exceder transitoriamente a la correspondiente pre-falla para desacelerar al generador, aunque se opere sobre una curva con una potencia máxima reducida ($P_{\max}$) como se muestra en la

curva (3). La energía acelerante y desacelerante resultantes en el generador se representan respectivamente por las áreas A_1 y A_2 . La energía desacelerante se hace igual a la energía acelerante para un ángulo rotórico igual a $\delta_{\max}$. Este valor $\delta_{\max}$ debe ser inferior al ángulo rotórico crítico δ_{cr} , definido como el ángulo rotórico para el cual la potencia transmitida es igual a la correspondiente potencia pre-falla, y que el sistema resulte transitoriamente estable. Caso contrario, el sistema resulta inestable.

Figura 124. Ilustración del concepto de Margen de Estabilidad Transitorio.

Siempre que $\delta_{\max}$ sea menor que δ_{cr} existe una energía desacelerante disponible para restaurar al rotor a su condición de estado estacionario. Esto le otorga al sistema un cierto margen para lidiar con futuras variaciones en la condición de operación del mismo o ante perturbaciones más severas.

Cuando se instala un STATCOM en el punto medio de una línea de transmisión, se aumenta la capacidad de transmisión de potencia como se ha mostrado en la sección previa. Esto significa que para el mismo nivel de potencia transferida, está disponible una mayor energía desacelerante en el sistema post-falla, ya que es mayor la potencia máxima dada por (5.32). Esto aumenta el margen de estabilidad transitoria. Gracias a su capacidad de entrega de corriente capacitiva máxima constante, el STATCOM es capaz de proveer un margen de estabilidad transitoria mayor que el provisto por un SVC del mismo porte.

5.4.4. Amortiguamiento de las oscilaciones de un sistema de potencia

En un sistema eléctrico de potencia, grandes perturbaciones causadas por severos cortocircuitos o rechazos de carga son relativamente infrecuentes. Sin embargo, son frecuentes las pequeñas perturbaciones causadas por variaciones o desconexiones de carga. Estas perturbaciones causan oscilaciones electromecánicas en el sistema que son generalmente amortiguadas naturalmente por los amortiguadores de los rotores de los generadores y mediante la instalación de estabilizadores de potencia (PSS) asociados con los sistemas de control de excitación de los generadores. Las oscilaciones no amortiguadas causan variaciones de potencia y eventuales variaciones de tensión que llevan a la pérdida de sincronismo entre generadores. Las oscilaciones poco o no amortiguadas son consecuencia de un torque amortiguante insuficiente o negativo y pueden deberse a:

- La escasa capacidad de transmisión de potencia definida por la alta impedancia de transferencia, y/o
- El incorrecto ajuste del sistema de control de excitación o, en algunos casos, del regulador de velocidad de un generador y/o
- Las características de sensibilidad con la frecuencia de las cargas de un sistema

Generalmente las oscilaciones electromecánicas se encuentran en el rango de 0.2 a 2.5 Hz.

El nivel de amortiguamiento de estas oscilaciones es función del diseño del sistema de transmisión, el estado de operación, el diseño de los sistemas de control de excitación de los generadores y las características de las cargas. Sin embargo, con la provisión de una compensación de potencia reactiva controlada en forma continua con un STATCOM, es posible mejorar el amortiguamiento de las oscilaciones. Esto se logra con el agregado de señales de control adicionales, como la tasa de cambio del flujo de potencia en el punto de conexión del STATCOM, que permite modular la salida del STATCOM. La energía almacenada en el capacitor del convertidor provee un medio de amortiguamiento más eficiente que el de un SVC equivalente que no posee dicho elemento de almacenamiento de energía. El grado de mejora obtenible en el amortiguamiento depende de la ubicación relativa del STATCOM respecto a la generación que participe en las oscilaciones.

5.4.5. Amortiguamiento de las Oscilaciones Subsíncronas.

Las resonancias subsíncronas pueden ocurrir cuando las líneas de transmisión tienen altos niveles de compensación capacitivas serie. Este fenómeno ocurre cuando el capacitor serie resuena con la inductancia equivalente del generador y la línea de transmisión a una frecuencia menor que la frecuencia nominal del sistema de potencia.

A través de los sistemas de control de excitación de unidades generadoras, las resonancias subsíncronas pueden excitar los modos torsionales mecánicos, particularmente de turbinas de vapor multietapa. Esto se debe a que estos modos torsionales tienen algunas frecuencias de oscilación subsíncronas, con amortiguamiento pobre o negativo. La excitación de estos modos torsionales puede producir fatiga y consecuente rotura del eje si el amortiguamiento es pobre, o directamente rotura del eje si el amortiguamiento es negativo. Las máquinas de mayor riesgo son las turbinas con muchos modos torsionales con frecuencias entre 10 y 60 Hz.

La ubicación de un STATCOM en las proximidades de los terminales de un generador susceptible puede utilizarse en esas condiciones particulares de resonancia, a través de la incorporación de señales de control especiales en el sistema de control del STATCOM. La mayor velocidad de respuesta y el mayor ancho de banda hacen que el STATCOM sea adecuado frente a un SVC. Los

compensadores sincrónicos no pueden ser utilizados para esas aplicaciones debido al estrecho ancho de banda de su sistema de control de excitación, lo que hace que tengan una baja velocidad de respuesta.

5. 4. 6. Balance de carga en fases individuales

Las cargas asimétricas o monofásicas pueden afectar las tensiones de fase individuales, especialmente en los puntos débiles de un sistema de potencia causando asimetría de tensiones, sobretensiones y sobrecalentamiento de los componentes del sistema y pérdidas adicionales en las máquinas rotantes debido al aumento de las corrientes de secuencia inversa. Para el equilibrio de cargas asimétricas y que varían en forma continua, la aplicación de un STATCOM con control individual de sus corrientes de fase, ofrece una solución práctica. Para esas aplicaciones, el porte del STATCOM puede ser elegido para proveer la corrección adecuada del factor de potencia o para controlar la tensión de la carga dentro de determinados límites. Los STATCOM y los SVC son adecuados para estas aplicaciones, sin embargo el STATCOM tiene la ventaja de la mayor velocidad de respuesta. Los compensadores sincrónicos no son adecuados para estas aplicaciones, ya que no es posible el control individual de la salida por fase y además los altos niveles de corrientes de secuencia inversa hacen que el porte del compensador sincrónico sea exageradamente grande.

5. 4. 7. Compensación de reactivo en convertidores AC-DC y enlaces de corriente continua de alta tensión (HVDC).

Los convertidores AC-DC conmutados, dada su característica inherente, consumen una potencia reactiva que es típicamente del 60% de su potencia activa independientemente de su funcionamiento como rectificador o como inversor. Durante las perturbaciones en el lado de alterna o en el lado de continua pueden esperarse grandes variaciones transitorias de la potencia reactiva, dependiendo de la reactancia del sistema y de los controles del convertidor. Dichas variaciones de potencia reactiva pueden causar variaciones en la tensión alterna, en especial cuando la impedancia equivalente del sistema de alterna en la barra del convertidor es alta, es decir el enlace de continua se conecta a un sistema débil.

Dada su gran velocidad de respuesta, un STATCOM con una adecuada capacidad de generación o absorción de reactivo representa un método adecuado de control de dichas perturbaciones. La instalación de dicho STATCOM permitirá:

- Un mejor control de la tensión de alterna, reduciendo las variaciones de potencia reactiva debida a cambios en la demanda del convertidor o a la conmutación de bancos de filtros.
- Reducción de las sobretensiones temporarias causadas por el bloqueo del convertidor.
- Asistencia a la recuperación del sistema de alterna luego de una falla.

El STATCOM esta especialmente indicado para conectarlo a la barra de un enlace HVDC que alimenta a un sistema débil, caracterizado por una gran impedancia o, lo que es lo mismo, una baja potencia de cortocircuito. En aplicaciones donde el sistema de salida no posee generadores o compensadores sincrónicos, el STATCOM tiene la capacidad de proveer el control necesario de tensión y frecuencia para permitir la conmutación del equipamiento del HVDC. En esta situación, el STATCOM requerirá de una fuente de potencia activa que sea capaz de alimentar sus propias pérdidas. Esta capacidad no puede lograrse con un SVC conformado por reactores controlados por tiristores (TCR) y capacitores conmutados por tiristores (TSC) ya que es un equipamiento que depende de la presencia de tres tensiones de fase sincrónicas para la conmutación de los tiristores.

Para la aplicación de un SVC en dichas condiciones se requiere al menos de la presencia de un generador o un compensador sincrónico.

5. 4. 8. Mejora de la Calidad de Servicio.

En los últimos años ha existido una creciente preocupación de los usuarios conectados a los sistemas de distribución y transmisión en términos de la vulnerabilidad del equipamiento a las fallas de los sistemas de potencia. Esta preocupación se debe fundamentalmente a la utilización masiva de variadores de velocidad, procesos controlados por computadoras y a la reducción de los niveles de inmunidad de los equipamientos en lo que respecta a tensión, frecuencia y a las posibles modificaciones de dichos parámetros dentro de la operación normal de los sistemas de potencia. Este es un problema de compatibilidad electromagnética de la especificación del equipamiento, de la cual suele ser responsable la empresa prestadora del servicio eléctrico aún cuando el diseño inadecuado se encuentra dentro de la propia instalación del usuario.

La rápida respuesta del STATCOM combinada con su habilidad de proveer una corriente capacitiva constante y su capacidad de sobrecarga transitoria proveen una solución ideal para aplicaciones en las cuales se debe mantener la tensión en la condición post-falla. Un beneficio adicional del STATCOM es el de contener las variaciones de tensión experimentadas por fallas en el sistema de potencia. En dichas aplicaciones, la utilización de la energía almacenada en el capacitor del convertidor para proveer una inyección de potencia activa, agrega una ventaja adicional para que el equipamiento supere la perturbación del sistema, que puede llegar a tener 0.5 segundos de duración. En muchos casos, el STATCOM se conecta junto con bancos de capacitores para la corrección del factor de potencia, y el porte del STATCOM será en estas condiciones de un 40 % o menos que el porte de un SVC con el mismo desempeño. El porte del STATCOM estará determinado por el nivel de tensión aceptable por el usuario y su equipamiento, así como la duración del nivel de calidad que puede ser tolerado. La típica respuesta de un STATCOM para una salida plena es de 0.5 a 1 ciclo, mientras que en el caso de un SVC está entre 1 y 3 ciclos.

De una manera totalmente análoga, los sistemas de distribución rural y urbana están sujetos a problemas de degradación de tensión, debidos a la salida de servicio de los alimentadores. Muchos de los usuarios conectados a esos sistemas poseen computadoras y equipos sensibles a tensiones por debajo de la tensión 0.93 p.u. La sensibilidad de dicho equipamiento es tal que la acción correctiva de tensión debe ser efectiva entre 1 y 2 ciclos. Este requerimiento sólo puede cumplirse con un STATCOM. En estos casos el STATCOM debe ser operado en conjunto con el equipamiento corrector de factor de potencia y por lo tanto la operación del equipamiento debe ser coordinada.

5. 4. 9. Control de Flicker.

Algunas cargas de un sistema de potencia, que pueden exhibir rápidas variaciones de la magnitud de la corriente de carga, pueden causar fluctuaciones de tensión repetitivas y dar lugar al fenómeno de flicker. Como se ha mencionado previamente, el "Flicker" es la sensación experimentada por los humanos cuando ocurren cambios rápidos en la intensidad de la iluminación de una fuente de luz. Una iluminación variable en forma persistente, debida a una tensión que varía rápidamente, puede causar malestar en los seres humanos y traer como consecuencia reclamos a las empresas prestadoras del servicio eléctrico. En este aspecto, se ha demostrado que las lámparas de filamento de uso habitual pueden producir flicker visible cuando están sujetas a variaciones de tensión de 0.26% en magnitud y frecuencia de 10 Hz. Los SVC se han utilizado tradicionalmente para proveer una rápida salida controlable de potencia reactiva para mitigar el impacto de dichas variaciones de tensión. Los

STATCOM, debido a su rápida velocidad de respuesta, pueden proveer una atenuación de 2 a 4 veces mayor que la de un SVC del mismo porte. Muchos STATCOM han sido instalados en Japón, Estados Unidos y Europa para mitigar el fenómeno de flicker.

5. 4. 10. Resumen de las ventajas de la aplicación de STATCOM.

Como se ha mencionado previamente, la aplicación de STATCOM a los sistemas de potencia ofrece una mejora en el desempeño en una amplia variedad de condiciones. La clave de esta mejora se debe a la alta velocidad de respuesta y a la robustez de la salida respecto a los compensadores de susceptancia controlada como los SVC. Las principales ventajas de la aplicación de un STATCOM para mejorar el desempeño de un sistema de potencia se resumen en lo siguiente:

- 1) Un STATCOM es capaz de entregar su corriente de salida máxima independientemente de la tensión del sistema y puede responder rápidamente a cambios en la tensión del sistema.
- 2) Un STATCOM puede entregar la misma corriente máxima en el rango capacitivo e inductivo y tiene una capacidad de sobrecarga transitoria en ambos rangos.
- 3) Un STATCOM de menor porte que otros tipos de compensadores shunt puede lograr el mismo refuerzo del desempeño bajo una cierta condición de transferencia de potencia en el sistema. Por ejemplo:
 - Un porte del 15 al 30 % menor que un SVC para lograr el mismo nivel de transmisión de potencia en estado estacionario.
 - Un porte del 25 al 30 % menor que un SVC para lograr el mismo nivel de soporte de tensión transitoria en barras con motores.
 - Un porte del 30 al 35 % menor que un SVC para lograr el mismo nivel de desempeño de estabilidad transitoria para una planta de generación remota.
- 4) Un STATCOM puede proveer un amortiguamiento significativamente mejor a las oscilaciones de potencia que un SVC equivalente.
- 5) Un STATCOM requiere menos espacio físico, tiene menor peso y menor impacto ambiental que un SVC del mismo porte.
- 6) Un STATCOM no contribuye a:
 - Las resonancias del sistema.
 - Introducir nuevas resonancias.
 - Aportar al nivel de cortocircuito del sistema nada más que la corriente de salida máxima.
 - Los problemas de oscilaciones electromecánicas.
- 7) Un STATCOM puede ser utilizado con otros tipos de compensadores de reactivo shunt.
- 8) Un STATCOM es capaz de actuar como una fuente de tensión, permitiendo la desconexión de otros equipos convertidores.

Como resumen, el STATCOM como herramienta de diseño de un sistema de potencia provee un medio eficiente y económico para aliviar los problemas existentes en el sistema y para el refuerzo del desempeño dinámico y en estado estacionario del mismo.

5. 5. Regulación de tensión mediante STATCOM

Para cumplir con los requerimientos generales de compensación de los sistemas de potencia, la salida del compensador de reactivo debe ser controlada de forma tal de mantener la tensión en el punto de acoplamiento común [2], [3].

En muchas aplicaciones, el compensador estático no se utiliza como un regulador de tensión perfecto, sino que se permite que la tensión terminal varíe en proporción con la corriente de compensación. Existen distintas razones para este funcionamiento:

- El rango lineal de operación del regulador con límites determinados de operación capacitiva e inductiva puede ser extendido si se permite una pendiente o “droop”.
- La regulación perfecta (pendiente o “droop” cero) puede resultar en un pobre punto de operación y una tendencia a la oscilación, si la impedancia del sistema exhibe una región plana y de bajo valor en el rango de frecuencias de interés.
- La pendiente o regulación tiende a asegurar el reparto automático de carga entre compensadores estáticos así como en cualquier otro dispositivo de regulación de tensión empleado en los sistemas de potencia.

La característica de tensión terminal deseada versus corriente de salida del compensador puede ser determinada utilizando un lazo de control como se muestra en la Figura 125. Se obtiene una señal proporcional a la amplitud de la corriente de compensación kI_q con una polaridad determinada (la corriente capacitiva es negativa y la inductiva positiva) y se suma a la tensión de referencia U_{ref} . La tensión de referencia efectiva U_{ref}^* que controla la tensión terminal resulta:

$$U_{ref}^* = U_{ref} + kI_q \quad (5.35)$$

La pendiente de regulación se define como:

$$k = \frac{\Delta U_{Cmax}}{I_{Cmax}} = \frac{\Delta U_{Lmax}}{I_{Lmax}} \quad (5.36)$$

Donde ΔU_{Cmax} es la desviación (disminución) de la tensión terminal respecto de su valor nominal a la máxima corriente capacitiva de salida ($I_{qmax} = I_{Cmax}$), ΔU_{Lmax} es la desviación (aumento) de la tensión terminal respecto de su valor nominal a la máxima corriente inductiva de salida ($I_{qmax} = I_{Lmax}$).

La ecuación (5.35) indica que U_{ref}^* se controla para disminuir desde el valor nominal (sin compensación) con una corriente capacitiva en aumento (determinada con el valor seleccionado de k) y, para aumentar desde el valor nominal con una corriente inductiva en aumento hasta alcanzar el límite máximo de corriente capacitiva o inductiva. Consecuentemente, la amplitud de la tensión terminal U_t se regula con una pendiente lineal a lo largo del rango completo de control del compensador. Para tensiones terminales fuera del rango de control lineal, la corriente de salida del compensador se determina por la característica básica de tensión-corriente del tipo de compensador utilizado. Esto es, en el caso de un compensador tipo STATCOM, la corriente permanecerá en su valor máximo capacitivo o inductivo, mientras que en el caso de un compensador tipo SVC, la corriente se modificará con la forma de un capacitor fijo o un inductor fijo.

Figura 126. Característica tensión-corriente de un SVC y un STATCOM.

5. 5. 1. Función de Transferencia y desempeño dinámico

La característica tensión-corriente del compensador estático mostrada en la Figura 126 representa una relación de estado estacionario. El comportamiento dinámico del compensador en el rango de operación lineal puede ser caracterizado por las funciones de transferencia mostradas en la Figura 127. Este diagrama en bloques se obtiene directamente del sistema de control básico presentado en la Figura 125. En el rango de operación lineal del compensador, la tensión terminal U_t puede ser expresada en términos de la tensión interna U y de la tensión de referencia U_{ref} como:

$$U_t = U \frac{1}{1 + G_1 G_2 H X} + U_{ref} \frac{G_1 G_2 X}{1 + G_1 G_2 H X} \quad (5.37)$$

Dado que el objetivo es establecer lo bien que se regula la tensión terminal frente a las variaciones de la tensión del sistema, se hace $U_{ref} = 0$ y se consideran sólo las pequeñas variaciones. Luego, la variación de la amplitud de la tensión terminal ΔU_t respecto de las variaciones de amplitud de la tensión del sistema de potencia ΔU pueden ser expresadas de la siguiente forma:

$$\frac{\Delta U_t}{\Delta U} = \frac{1}{1 + G_1 G_2 H X} = \frac{1}{1 + G H X} \quad (5.38)$$

Donde:

$$G_1 = \frac{1/k}{1 + T_1 s} \quad (5.39)$$

$$G_2 = e^{-T_{ds}} \quad (5.40)$$

$$G = G_1 G_2 = \frac{1/k}{1 + T_1 s} e^{-T_{ds}} \quad (5.41)$$

$$H = \frac{1}{1 + T_2 s} \quad (5.42)$$

Y T_1 = constante de tiempo principal del controlador PI (típicamente entre 10 y 50 ms dependiendo del retardo de transporte del compensador), T_2 = constante de tiempo del circuito de medición de amplitud (típicamente entre 8 y 16 ms), T_d = retardo de transporte del compensador (típicamente 2.5 ms para los TCR, 5 ms para los TSC y 0.2 a 0.3 ms para los STATCOM), X es la parte reactiva de la impedancia del sistema y k es la pendiente de regulación (típicamente 1 a 5%).

Debe hacerse notar que los sistemas de control de los compensadores prácticos emplean frecuentemente filtros en los circuitos de procesamiento de señal, lo que puede introducir constantes de tiempo adicionales en las funciones de transferencia afectadas. Muchas veces es común la utilización de compensadores en atraso o adelanto para corregir la fase.

Figura 127. Diagrama en bloques básico de la función de transferencia del compensador estático.

En condiciones de estado estacionario ($s \rightarrow 0$), la ecuación (5.38) se transforma en:

$$\frac{\Delta U_t}{\Delta U} = \frac{1}{1 + \frac{X}{k}} \quad (5.43)$$

La ecuación (5.43) confirma que cuando la pendiente se hace más pequeña ($k \rightarrow 0$), la tensión terminal permanece constante, independientemente de las variaciones de la tensión del sistema ($\Delta U_t / \Delta U \rightarrow 0$). De forma similar, con un aumento de la pendiente ($k \gg X$) la tensión terminal deja de estar regulada ($\Delta U_t / \Delta U \rightarrow 1$).

Es importante destacar que la ecuación (5.38) que define la dinámica del compensador es función de la reactancia del sistema de potencia, esto es, la impedancia del sistema es una parte integral del lazo de realimentación. Esto significa que la respuesta temporal, y por lo tanto la estabilidad del control es dependiente de la impedancia del sistema. Por esta razón, el control es normalmente optimizado para la máxima impedancia de sistema (potencia de cortocircuito mínima) esperable. La respuesta temporal del sistema será entonces mayor si se disminuye la impedancia del sistema (aumento de la potencia de cortocircuito).

En los compensadores estáticos, el peor caso de respuesta temporal está típicamente en el rango entre 30 y 70 ms (1.5 a 2.5 ciclos de la frecuencia fundamental del sistema). La tolerancia a las variaciones de la impedancia del sistema es considerablemente dependiente del ancho de banda del compensador, que está limitado por el retardo de transporte del compensador utilizado.

En orden de estimar el ancho de banda esperable y la estabilidad del lazo cerrado de regulación de tensión, tanto del SVC como del STATCOM se considera la expresión general dada en la ecuación (5.38). Esta ecuación caracteriza los dos tipos de compensadores, excepto por la diferencia en la constante de tiempo T_d en la función de transferencia G_2 , que es un orden de magnitud menor en el STATCOM respecto del SVC.

Reconociendo la indeseada característica de fase del término $e^{-T_d s}$, la mejora que provee el STATCOM es muy significativa desde el punto de vista del ancho de banda esperable.

La Figura 128 muestra la grafica de la característica de fase del término $e^{-T_d s}$ para los retardos previamente mencionados $T_d = 5.55$ ms (TSC), $T_d = 2.78$ ms (TCR) y $T_d = 0.5$ ms (STATCOM).

Como puede observarse, la frecuencia en la cual la fase alcanza los 180° (donde la ganancia a lazo cerrado del regulador de tensión debe ser menor que la unidad para que el sistema sea estable) es típicamente diez veces mayor en el STATCOM que en el TCR o el TSC.

Figura 128. Diagrama de la característica de fase del término $e^{-T_d s}$ para diferentes compensadores.

De la ecuación (5.38) se deduce que si varía la impedancia del sistema (lo que ocurre siempre en la práctica) el compensador se mantendrá estable sólo si la ganancia total del lazo en función de la frecuencia, determinada por el producto $G_1 G_2 H X$, es menor que la unidad con la máxima impedancia del sistema cuando la fase de $G_1 G_2 H X$ alcance 180° . Esto se logra normalmente ajustando una constante de tiempo lo suficientemente grande en el amplificador de error principal.

Para ilustrar esto, considérese un regulador de tensión con una función de transferencia como se muestra en la Figura 129. Si el compensador es un STATCOM con $T_d = 0.5$ ms, y por lo tanto con $G_2 = e^{-0.0005s}$, se mantiene el rango de operación estable con un ancho de banda de 65 Hz ($T_1 = 14$ ms) a lo largo de la variación total de la impedancia del sistema.

Figura 129. Ejemplo de compensación para poder en evidencia el efecto del retardo en la estabilidad de la regulación de tensión.

En la Figura 130(a) se muestran los diagramas de Bode con un sistema fuerte ($X = 4.761$) en los cuales se obtiene un margen de ganancia de -20 dB. La Figura 130(b) muestra los diagramas de Bode pero para un sistema débil ($X = 9.522$) en el cual se obtiene un margen de ganancia de -10 dB.

En la Figura 131(a) y Figura 131 (b) muestran los mismos diagramas de Bode pero para un SVC ($T_2 = 5.55 \text{ ms}$). Se observa que aún limitando el ancho de banda a 35 Hz ($T_1 = 35 \text{ ms}$) el sistema será inestable (la ganancia se hace positiva antes que el diagrama de fase alcance los 180°) a medida que la impedancia del sistema se acerca al valor máximo.

Para una estabilidad aceptable, debería reducirse a alrededor de 20 Hz. La reducción en el ancho de banda se traduce en una reducción de la velocidad de respuesta del sistema ante las perturbaciones.

Si se tiene una gran variación en la impedancia del sistema, entonces el SVC debe estar provisto con un ajuste automático de ganancia que modifique la ganancia del regulador en función de la impedancia del sistema o en función de una tendencia oscilatoria del control.

Figura 130. Diagrama de Bode del STATCOM regulando tensión.

Figura 131. Diagrama de Bode del SVC regulando tensión.

5. 6. Referencias

- [1] **"Thyristor-Based FACTS Controllers for Electrical Transmission Systems"**. R. Mohan Mathur, Rajiv K. Varma. IEEE Press and Wiley & Sons, Inc. 2002. ISBN 0-471-20643-1.
- [2] **"Understanding FACTS: Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems"**. Narain G. Hingorani, Laszlo Gyugyi. Wiley-IEEE Press 1999. ISBN-0780334558.
- [3] I. A. Erinmez. **"Static Synchronous Compensator (STATCOM) for Arc Furnace and Flicker Compensation"**. CIGRE Working Group B4.19. Paris, 2003.
- [4] D. Daniel, P. Cholley, P. G. Therond, A Le Du, J. Lacoste. **"Impact of Power Electronics Controllers on Power System Operation, study methodology and first results"**. IEEE workshop, Nagoya, Japón 1994.
- [5] **"Pulse With Modulation for Power Converters"**. D. G. Holmes, T. A. Lipo. IEEE Press. Año 2003. ISBN: 0-471-20814-0.

6. MEDICIONES DE CALIDAD DE SERVICIO REALIZADAS EN UNA ACERÍA

6. 1. Introducción

Con el propósito de caracterizar el comportamiento de un horno de arco eléctrico como usuario perturbador, se llevaron a cabo mediciones en una planta productora de acero. La planta cuenta con un horno de arco eléctrico de 2.5 MW de potencia nominal y 8 toneladas de acero por colada. El diagrama unifilar de la planta se muestra en la Figura 132. La acería se alimenta directamente desde la red de distribución pública en 13.2 kV. Se realizaron mediciones trifásicas de tensiones y corrientes en los puntos numerados como 1 (Punto de Suministro de la acería) y 2 (primario del transformador del horno de arco). Se realizaron maniobras en el horno de arco que, a través de los oscilogramas registrados en el Punto de Suministro, permiten determinar la potencia de cortocircuito existente en dicho punto. En el diagrama unifilar simplificado de la Figura 133 se indica el punto de medición.

Figura 132. Diagrama unifilar del sistema de alimentación y la acería.

Las mediciones se realizaron en 13.2 kV empleando la bornera existente en el lugar en las salidas de los transformadores de medición.

Figura 133. Diagrama simplificado de la red y la acería.

Donde:

U_o : Tensión proporcionada por la Distribuidora en vacío.

U_m : Tensión medida en el CT de la Distribuidora (13.2 kV).

Z_{DIST} : Impedancia de la red aguas arriba del CT.

Z_1 : Impedancia de la instalación aguas abajo del CT, correspondiente al cable de MT, la de cortocircuito del transformador del horno, etc.

Z_{Horno} : Impedancia del horno de arco.

Se instalaron tres equipos de medición. Con uno de ellos se registró el flicker presente en la tensión, con un registrador se capturan oscilogramas de tensión y corriente en las tres fases, y con un equipo registrador de calidad de energía se realizaron mediciones de armónicas. Una breve descripción de los equipos de medición es la siguiente:

- **Adquisidor-Registrador HIOKI**

Marca: Hioki

Modelo: 8840

Descripción: El Adquisidor-Registrador HIOKI posee 8 canales analógicos cuyas principales características son registrar formas de onda en el tiempo. Posee una Memoria de 12 bits x 1 megaword/canal (1 canal analógico), a 100 kilowords/canal (8 canales analógicos). Los Rangos de entrada (canales analógicos) son de 5mV a 20V por división, 20 divisiones. La velocidad de muestreo máxima es de 200 kmuestras/s (8 canales simultáneos). Las formas de onda adquiridas pueden salvarse a diskette como archivos binarios.

En las mediciones realizadas se utilizó una frecuencia de muestreo de 2 Kmuestras/s y se tomaron registros de 10 segundos de duración, para asegurar una resolución en frecuencia de 0.1 Hz.

- **Medidor de Flicker BOCONSULT**

Marca: Boconsult

Modelo: B9-DSP

Descripción: Flickerímetro digital de dos canales, los que son autorrango y manejan tensiones entre 40 y 504 Vrms. Posee un conversor A/D de 18 bits y su diseño está basado en un DSP (Digital Signal Processor) por medio del cual implementa todos los cálculos necesarios para efectuar la medición de flicker de acuerdo a los requerimientos de la Norma IEC 60868.

Registra todos los parámetros relativos al flicker entre los que se destacan el Pst (Short-term Flicker Severity) y Plt (Long-term Flicker Severity) con períodos de observación programables de 1, 5, 10 o 15 minutos.

Posee capacidad de registro de hasta 9999 períodos de observación, los que pueden ser luego transferidos a una computadora por medio del puerto RS-232. Los archivos generados pueden ser exportados a formato ASCII para llevar a cabo los correspondientes estudios de calidad.

Se realizaron dos mediciones: La primera de ellas con un período de observación de 1 minuto y con una duración del registro coincidente con la de una colada. El objeto de esta medición es caracterizar la severidad del flicker y en que parte del proceso de fundición de chatarra es más intenso. La segunda medición se realizó con un período de observación de 10 minutos y una duración de una semana con el fin de adecuar la medición a la normativa vigente en la República Argentina.

- **Registrador de Calidad de Potencia (PQ Recorder)**

Marca: Reliable Power Meters (RPM).

Modelo: 1651, 1652 y 1653, con pinzas de corriente para 5 A modelo 3005R.

Descripción: Equipo trifásico que registra, procesa y muestra contenidos armónicos de tensiones hasta la 63^a. Las mediciones se realizan por cálculo de FFT en ventanas de varios ciclos. Los registros son almacenados como valores medios de intervalos de integración seleccionables. Detecta eventos

transitorios de frecuencia industrial y oscilogramas, valores eficaces, energía, potencia, etc. Síntesis de resultados.

Al igual que en la medición de flicker, se realizaron dos mediciones: La primera de ellas con intervalo de observación de 1 minuto y una duración de aproximadamente 6 horas. La segunda de ellas con un intervalo de observación de 10 minutos y una duración normalizada de 1 semana.

6. 2. Estimación de la potencia de cortocircuito en el primario del transformador del horno de arco y de la potencia de cortocircuito del horno.

El ensayo de cortocircuito es de fundamental importancia para estimar las características de operación de un horno de arco eléctrico. Si los electrodos se sumergen en el baño líquido, se produce prácticamente un cortocircuito en la carga ya que en el unifilar presentado anteriormente se hace $Z_{\text{Horno}} = 0$ y queda solamente presente la Z_1 . Lo que ocurre en forma genérica con la tensión y la corriente se muestra en la Figura 134.

Figura 134. Comportamiento de la tensión y la corriente al introducir los electrodos en el baño líquido.

Al crecer la corriente prácticamente desde cero (alimentados solamente los servicios auxiliares) hasta I_{cc} (corriente con los electrodos dentro del baño líquido) la tensión medida U_m cae desde U_o hasta U_{cc} , es decir que se produce un ΔU .

Los oscilogramas reales de tensión y corriente obtenidos durante el ensayo llevado a cabo son los que aparecen en la Figura 135.

Figura 135. Oscilogramas de tensión y corriente obtenidos durante el ensayo.

De esta manera, la impedancia vista aguas abajo del Punto de Suministro quedará:

$$Z_1 = \frac{U_{cc}}{I_{cc}} \quad (6.1)$$

Además, el módulo de la impedancia que presenta la red aguas arriba del Punto de Suministro estará dado por:

$$Z_{DIST} = \frac{|U_0 - U_{cc}|}{I_{cc}} \quad (6.2)$$

La potencia de cortocircuito existente en el PUNTO DE SUMINISTRO será entonces:

$$S_{cc} = \frac{U_L^2}{Z_{DIST}} \quad (6.3)$$

Donde U_L es el valor eficaz de la tensión de línea aguas arriba de la Z_{DIST} .

Los valores pico de las tres tensiones antes de la inserción de los electrodos fueron:

$$\hat{U}_{o1} = 10,88 \text{ kV} ; \hat{U}_{o2} = 10,83 \text{ kV} ; \hat{U}_{o3} = 10,85 \text{ kV} \quad (6.4)$$

Mientras que los valores pico de las tres tensiones durante la inserción fueron:

$$\hat{U}_{cc1} = 10,54 \text{ kV} ; \hat{U}_{cc2} = 10,50 \text{ kV} ; \hat{U}_{cc3} = 10,53 \text{ kV} \quad (6.5)$$

Las corrientes durante la inserción fueron:

$$\hat{I}_{cc1} = 340 \text{ A} ; \hat{I}_{cc2} = 343 \text{ A} ; \hat{I}_{cc3} = 353 \text{ A} \quad (6.6)$$

Por lo tanto las tres impedancias quedan:

$$Z_{DIST1} = 1 \Omega ; Z_{DIST2} = 0,96 \Omega ; Z_{DIST3} = 0,91 \Omega \quad (6.7)$$

Estas impedancias resultan ser prácticamente inductivas puras.

Tomando el valor medio de las tres tensiones de línea y de las tres impedancias de red, la potencia de cortocircuito en el PUNTO DE SUMINISTRO queda:

$$S_{cc} = \frac{U_L^2}{Z_{DIST}} = \frac{(13,28kV)^2}{0.95} = 185MVA \quad (6.8)$$

Con lo que finalmente la impedancia aguas abajo del PUNTO DE SUMINISTRO será:

$$Z_1 = \frac{U_{cc}}{I_{cc}} = \frac{10.52kVe^{j0}}{345Ae^{-j82}} = 30,5e^{j82}\Omega = 4,2 + j30,2\Omega \quad (6.9)$$

Se ha calculado módulo y fase de tensión y corriente a partir de los oscilogramas obtenidos durante la maniobra. De todos modos se observa que la impedancia es prácticamente inductiva pura.

Se puede entonces estimar qué proporción de la tensión de alimentación caerá en la impedancia equivalente Z_1 . Para ello se calcula la corriente nominal del horno. Dado que la potencia de éste es 2.5 MVA y la tensión de alimentación nominal es 13.2 kV se tiene que:

$$I_{nom} = \frac{P_T}{\sqrt{3} \cdot U_L} = \frac{2,5 MVA}{\sqrt{3} \cdot 13,2kV} = 110 A \quad (6.10)$$

Con lo que la caída de tensión en $Z_1 \cong X_1$ queda:

$$U = I_{nom} \cdot X_1 = 110 A \cdot 30,5 \Omega = 3,35 kV \quad (6.11)$$

Que llevado a pu de la tensión de alimentación y potencia nominal del trafo de horno resulta:

$$X_{Cmenor, pu} = \frac{3,35 kV}{\frac{13,2 kV}{\sqrt{3}}} = 0,44 \quad (6.12)$$

La potencia de cortocircuito del horno de arco eléctrico puede estimarse como:

$$S_{ccf} = S_{cc} \frac{|U_0 - U_{cc}|}{U_0} = 185 \times 10^6 \frac{|10.85 \times 10^3 - 10.52 \times 10^3|}{10.85 \times 10^3} = 5.6 MVA \quad (6.13)$$

Resumen de los parámetros obtenidos con el ensayo de cortocircuito:

- Reactancia de cortocircuito de la red de alimentación $X_1 = 0.95 \Omega$
- Reactancia del reactor serie, los electrodos y el transformador del horno de arco $X_2 = 30.5 \Omega$
- Potencia de cortocircuito en el punto de suministro de la acería $S_{cc} = 185 MVA$
- Potencia de cortocircuito del horno de arco eléctrico $S_{ccf} = 5.6 MVA$

Con estos parámetros y tomando como base el circuito monofásico de la figura 18(b) del capítulo II es posible estimar la característica de operación del horno de arco eléctrico. Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 136 y la Figura 137. En el Anexo III del presente trabajo se presentan programas de MATLAB realizados para obtener la característica de operación del horno de arco eléctrico, medición de la potencia activa, reactiva y aparente y factor de potencia, medición de las armónicas de corriente y medición del espectro de la envolvente de corriente asociada al flicker.

Figura 136. Característica de operación del horno de arco obtenida a partir del ensayo de cortocircuito.

Figura 137. Variación de la potencia activa del horno de arco en función de la potencia reactiva.

6. 3. Medición de potencia activa, potencia reactiva, factor de potencia y contenido armónico de la corriente en los distintos períodos de funcionamiento del horno de arco.

Con el fin de caracterizar el estado de la planta se presentan registros durante un proceso completo de obtención de producto, es decir una cesta completa. El proceso de producción de acero con hornos de

arco eléctrico es un proceso “batch” o por tramos. Durante una colada completa el horno se recarga con chatarra varias veces. El proceso sobre el cual se realizaron las mediciones se ilustra en la Figura 138. Los resultados de las mediciones se muestran en la Figura 139 y la Figura 140.

Figura 138. Grafico esquemático de la variación de potencia del horno de arco eléctrico en función del tiempo y las distintas fases de funcionamiento. En el gráfico se observan tres recargas del horno durante la colada completa.

Figura 139. Potencia Activa y Reactiva en una colada completa.

Figura 140. Potencia Activa y Reactiva en una colada completa.

Resulta interesante observar la similitud que existe entre las variaciones de potencia teóricas mostradas en la Figura 138 y las variaciones de potencia registradas que se observan en la Figura 139 y la Figura 140. De la misma forma resulta ilustrativo comparar los niveles de potencia aparente, activa y reactiva con la curva que describe la característica de operación del horno de arco eléctrico a partir del ensayo de cortocircuito.

Período de Arranque

Este período está caracterizado por grandes variaciones de las potencias activa y reactiva causadas por variaciones aleatorias en la longitud del arco eléctrico debido a la superficie irregular de la chatarra sólida. Los resultados obtenidos se muestran en las figuras 141 a 149.

Figura 141. Oscilograma de la Potencia Activa trifásica, Potencia Reactiva trifásica y Potencia Aparente trifásica. Arranque subproceso 1.

Figura 142. Oscilograma de la Potencia Activa trifásica y factor de Potencia.

Figura 143. Característica Potencia Activa trifásica versus Potencia aparente trifásica para el modelo simétrico del Horno de Arco y situación de funcionamiento del horno real.

Figura 144. Oscilograma de la Potencia Activa trifásica, Potencia Reactiva trifásica y Potencia Aparente trifásica. Arranque subprocesso 2.

Figura 145. Oscilograma de la Potencia Activa trifásica y factor de Potencia.

Figura 146. Característica Potencia Activa trifásica versus Potencia aparente trifásica para el modelo simétrico del Horno de Arco y situación de funcionamiento del horno real.

Figura 147. Oscilograma de la Potencia Activa trifásica, Potencia Reactiva trifásica y Potencia Aparente trifásica. Arranque subproceso 3.

Figura 148. Oscilograma de la Potencia Activa trifásica y factor de Potencia.

Figura 149. Característica Potencia Activa trifásica versus Potencia aparente trifásica para el modelo simétrico del Horno de Arco y situación de funcionamiento del horno real.

Período de Fundición

En este período, la chatarra se encuentra parcialmente fundida, y los arcos eléctricos son más cortos y de longitud similar en las tres fases. Los resultados obtenidos se muestran en las figuras 150 a 158.

Figura 150. Oscilograma de la Potencia Activa trifásica, Potencia Reactiva trifásica y Potencia Aparente trifásica. Fundición subprocesso 1.

Figura 151. Oscilograma de la Potencia Activa trifásica y factor de Potencia.

Figura 152. Característica Potencia Activa trifásica versus Potencia aparente trifásica para el modelo simétrico del Horno de Arco y situación de funcionamiento del horno real.

Figura 153. Oscilograma de la Potencia Activa trifásica, Potencia Reactiva trifásica y Potencia Aparente trifásica. Fundición subproceso 2.

Figura 154. Oscilograma de la Potencia Activa trifásica y factor de Potencia.

Figura 155. Característica Potencia Activa trifásica versus Potencia aparente trifásica para el modelo simétrico del Horno de Arco y situación de funcionamiento del horno real.

Figura 156. Oscilograma de la Potencia Activa trifásica, Potencia Reactiva trifásica y Potencia Aparente trifásica. Fundición subproceso 3.

Figura 157. Oscilograma de la Potencia Activa trifásica y factor de Potencia.

Figura 158. Característica Potencia Activa trifásica versus Potencia aparente trifásica para el modelo simétrico del Horno de Arco y situación de funcionamiento del horno real.

Período de Afino

En este período, la chatarra se encuentra casi totalmente fundida. Este período está caracterizado con corrientes estacionarias y balanceadas y por lo tanto las perturbaciones son pequeñas. Los resultados de las mediciones se muestran en las figuras 159 a 167.

Figura 159. Oscilograma de la Potencia Activa trifásica, Potencia Reactiva trifásica y Potencia Aparente trifásica. Afino subproceso 1.

Figura 160. Oscilograma de la Potencia Activa trifásica y factor de Potencia.

Figura 161. Característica Potencia Activa trifásica versus Potencia aparente trifásica para el modelo simétrico del Horno de Arco y situación de funcionamiento del horno real.

Figura 162. Oscilograma de la Potencia Activa trifásica, Potencia Reactiva trifásica y Potencia Aparente trifásica. Afino subproceso 2.

Figura 163. Oscilograma de la Potencia Activa trifásica y factor de Potencia.

Figura 164. Característica Potencia Activa trifásica versus Potencia aparente trifásica para el modelo simétrico del Horno de Arco y situación de funcionamiento del horno real.

Figura 165. Oscilograma de la Potencia Activa trifásica, Potencia Reactiva trifásica y Potencia Aparente trifásica. Afino subproceso 3.

Figura 166. Oscilograma de la Potencia Activa trifásica y factor de Potencia.

Figura 167. Característica Potencia Activa trifásica versus Potencia aparente trifásica para el modelo simétrico del Horno de Arco y situación de funcionamiento del horno real.

6. 4. Medición de Armónicas y espectro del valor eficaz de la corriente del horno de arco

Las mediciones armónicas realizadas tuvieron dos objetivos principales:

- 1) El primero de ellos fue el de caracterizar la emisión de armónicas en cada una de las tres fases de funcionamiento del horno de arco y compararlo con los valores típicos mencionados en la bibliografía. Para ello se realizaron programas dedicados en MATLAB para obtener el espectro de las formas de onda registradas con en registrador HIOKI. Como resultado de este procesamiento se caracterizó el contenido armónico del horno de arco en diversas fases de funcionamiento y además se obtuvo el espectro de la envolvente de corriente del horno de arco con el fin de obtener el espectro de flicker.
- 2) El segundo de ellos fue el verificar la emisión de armónicas del horno de arco como usuario perturbador en dos intervalos de observación diferente (1 minuto y 10 minutos) con el fin de cumplir con la normativa vigente en la República Argentina.

Medición de armónicas durante las fases de Arranque, Fundición y Afino

Los resultados obtenidos para el contenido armónico de la corriente durante el proceso los procesos de Arranque, Fundición y Afino se resumen en la Tabla XXI. En dicha Tabla se resume el contenido armónico de un horno de arco según la Norma IEEE 519. Se observa una gran similitud entre los valores obtenidos en las mediciones y los valores que figuran en la Norma.

Tabla XXI. Contenido armónico de la corriente del horno de arco.

Condición del horno		Componente armónica en (%) de la componente fundamental				
		I_2	I_3	I_4	I_5	I_7
Arranque (arco activo)	Teórico	7.7	5.8	2.5	4.2	3.1
	Medido	6.7	6.4	1.8	4.2	1.6
Afino (arco estable)	Teórico	-	2.0	-	2.1	-
	Medido	1	1.4	0.9	4.8	1.6

Espectro de la envolvente de corriente asociada al flicker

En las siguientes figuras se presentará para cada oscilograma capturado:

- El espectro de la envolvente de corriente asociado al Flicker. Al ser la duración del registro 10 segundos se obtuvo una resolución de 0.1 Hz en el contenido espectral.
- Una tabla con las principales componentes del espectro.

Arranque del subproceso 1.

Figura 168. Espectro de la envolvente de corriente asociada al Flicker.

Los componentes principales del espectro se muestran en la Tabla XXII:

Tabla XXII. Principales componentes espectrales durante el Arranque del subproceso 1.

Frecuencia [Hz]	Corriente canal 1 [A]	Corriente canal 2 [A]
0.1	48.27	9.83
0.2	40.31	25.42
0.3	36.40	31.72
0.4	22.03	23.58
0.5	13.98	27.96
0.6	27.98	17.05
0.9	22.53	33.94

En el arranque del horno se observan componentes importantes de baja frecuencia, principalmente en el rango entre 0.1 y 1 Hz.

Fundición del subproceso 1.

Figura 169. Espectro de la envolvente de corriente asociada al Flicker.

Los componentes principales del espectro se muestran en la Tabla XXIII:

Tabla XXIII. Principales componentes espectrales durante la Fundición del subproceso 1

Frecuencia [Hz]	Corriente canal 1 [A]	Corriente canal 2 [A]
0.3	6.55	6.99
0.5	12.42	13.28
0.8	5.07	5.66
2.4	6.28	5.08

En la etapa de Fundición se observan componentes importantes de baja frecuencia, principalmente en el rango entre 0.1 y 2.5 Hz.

Afino del subproceso 1.

Figura 170. Espectro de la envolvente de corriente asociada al Flicker.

Los componentes principales del espectro se muestran en la Tabla XXIV:

Tabla XXIV. Principales componentes espectrales durante el Afino del subproceso 1.

Frecuencia [Hz]	Corriente canal 1 [A]	Corriente canal 2 [A]
0.3	5.87	4.06
1.7	3.11	1.67
2.2	3.71	3.38
2.3	3.13	3.25

En la etapa de Afino se observan componentes importantes de baja frecuencia, principalmente en el rango entre 0.1 y 2.5 Hz.

Armónicas en la tensión de suministro: Intervalo de actualización de la medición de 1 minuto

Se midieron armónicas en la tensión y la corriente en las tres fases con un intervalo de actualización de 1 minuto. En la Figura 171 se muestra el perfil del THD (*Total Harmonic Distortion*, parámetro que pondera globalmente el contenido armónico presente) expresado en [%] en las tres fases de la tensión.

Figura 171. Perfil del THD en las tres fases de la tensión.

Se observa que el contenido armónico en la tensión es muy similar en las tres fases. El valor máximo permitido para este parámetro según la Res. ENRE 184/00 es 8%, con lo cual se concluye que el contenido armónico presente es bajo.

En la Figura 172. Armónicas individuales en la tensión. Se muestra el THD más las armónicas individuales hasta la 20ª, representadas a través de su valor P_{95} (valor superado por el 5% de los períodos de 1'), en las tres fases de la tensión.

Figura 172. Armónicas individuales en la tensión.

En la Tabla XXV, la Tabla XXVI y la Tabla XXVII se presentan en formato numérico los niveles registrados hasta la armónica 28ª en cada una de las fases de la tensión. Se muestra el nivel permitido por el ENRE para cada armónica, y los valores medios, P₉₅ y máximos registrados.

Tabla XXV. Armónicas en la fase 1 de la tensión.

	THD	H2	H3	H4	H5	H6	H7	H8	H9	H10	H11	H12	H13	H14
Límites ENRE	8	2	5	1	6	0.5	5	0.5	1.5	0.5	3.5	0.2	3	0.2
Medio	0.91	0.05	0.24	0.01	0.37	0.00	0.59	0.00	0.00	0.00	0.05	0.00	0.00	0.00
P95	1.09	0.15	0.41	0.14	0.55	0.00	0.69	0.00	0.00	0.00	0.14	0.00	0.00	0.00
Máximo	1.15	0.42	0.55	0.14	0.82	0.14	0.83	0.00	0.00	0.00	0.14	0.00	0.14	0.00

Tabla XXVI. Armónicas en la fase 2 de la tensión.

	THD	H2	H3	H4	H5	H6	H7	H8	H9	H10	H11	H12	H13	H14
Límites ENRE	8	2	5	1	6	0.5	5	0.5	1.5	0.5	3.5	0.2	3	0.2
Medio	0.91	0.09	0.31	0.01	0.43	0.01	0.50	0.00	0.00	0.00	0.02	0.00	0.00	0.00
P95	1.11	0.28	0.41	0.14	0.68	0.00	0.69	0.00	0.00	0.00	0.14	0.00	0.00	0.00
Máximo	1.55	0.42	0.55	0.14	0.96	0.14	0.70	0.00	0.00	0.00	0.14	0.00	0.00	0.00

Tabla XXVII. Armónicas en la fase 3 de la tensión.

	THD	H2	H3	H4	H5	H6	H7	H8	H9	H10	H11	H12	H13	H14
Límites ENRE	8	2	5	1	6	0.5	5	0.5	1.5	0.5	3.5	0.2	3	0.2
Medio	0.83	0.05	0.20	0.01	0.40	0.00	0.48	0.00	0.00	0.00	0.05	0.00	0.01	0.00
P95	1.02	0.14	0.28	0.14	0.68	0.00	0.68	0.00	0.00	0.00	0.14	0.00	0.00	0.00
Máximo	1.12	0.28	0.41	0.14	0.95	0.14	0.69	0.00	0.00	0.00	0.14	0.00	0.14	0.00

Se observa un holgado cumplimiento de los límites exigidos en la Res. ENRE 184/00.

Armónicas en la corriente

En la Figura 173 se muestra el perfil del THD, expresado en [A], en las tres fases de la corriente.

Figura 173. Perfil de THD en [A] en las tres fases de la corriente.

Según la Res. ENRE 99/97 (Control de la Emisión de Perturbaciones) para evaluar el grado de emisión de corrientes armónicas, cada una de ellas debe referirse a la corriente demandada por el usuario que se obtiene a partir de la potencia contratada y considerando un factor de potencia de 0.85. En el caso en cuestión la potencia contratada es de 2.5 MW, con lo cual la corriente demandada por el usuario resulta $I_L=128$ A. De esta forma, dividiendo las armónicas individuales en [A] por 128 A, resulta la Figura 174, en la que se muestran dichas armónicas en formato de barras. Se ha empleado el parámetro P_{95} para representarlas.

Figura 174. Armónicas individuales en la corriente.

Se observa que se presentan tanto armónicas impares como pares - estas últimas poco frecuentes en cargas convencionales - con niveles similares.

En la Tabla XXVIII, la Tabla XXIX y la Tabla XXX se presentan en formato numérico los niveles registrados hasta la armónica 28ª en cada una de las fases de la corriente. Se muestra el nivel permitido por el ENRE para la emisión de cada armónica, y los valores medios, P₉₅ y máximos registrados expresados como porcentaje de la corriente I_L.

Tabla XXVIII. Armónicas en la fase 1 de la corriente.

	THD	H2	H3	H4	H5	H6	H7	H8	H9	H10	H11	H12	H13	H14
Límites ENRE	20.0	10.0	16.6	2.5	12.0	1.0	8.5	0.8	2.2	0.8	4.3	0.4	3.0	0.3
Medio	5.45	2.56	2.61	0.99	2.32	0.52	0.88	0.33	0.37	0.24	0.36	0.18	0.25	0.14
P95	15.30	8.04	7.57	3.10	4.23	1.67	1.60	1.09	0.95	0.76	0.69	0.56	0.51	0.42
Máximo	20.96	13.14	9.27	4.21	4.71	2.31	2.13	1.36	1.25	1.00	0.89	0.74	0.68	0.63

	H15	H16	H17	H18	H19	H20	H21	H22	H23	H24	H25	H26	H27	H28
Límites ENRE	0.6	0.3	2.7	0.3	1.9	0.3	0.4	0.3	1.6	0.3	1.6	0.3	0.3	0.3
Medio	0.14	0.12	0.13	0.10	0.10	0.09	0.08	0.08	0.08	0.07	0.07	0.06	0.06	0.06
P95	0.41	0.38	0.35	0.32	0.29	0.29	0.27	0.26	0.26	0.23	0.21	0.21	0.21	0.21
Máximo	0.56	0.50	0.47	0.47	0.39	0.38	0.36	0.35	0.33	0.32	0.30	0.30	0.29	0.29

Tabla XXIX. Armónicas en la fase 2 de la corriente.

	THD	H2	H3	H4	H5	H6	H7	H8	H9	H10	H11	H12	H13	H14
Límites ENRE	20.0	10.0	16.6	2.5	12.0	1.0	8.5	0.8	2.2	0.8	4.3	0.4	3.0	0.3
Medio	5.39	2.66	2.55	1.03	2.27	0.54	0.86	0.33	0.36	0.24	0.36	0.18	0.21	0.14
P95	16.41	8.96	7.56	3.19	4.12	1.74	1.59	1.07	0.91	0.76	0.66	0.57	0.50	0.45
Máximo	20.22	14.45	9.59	4.56	4.88	2.33	2.04	1.45	1.25	1.10	0.98	0.85	0.74	0.68

	H15	H16	H17	H18	H19	H20	H21	H22	H23	H24	H25	H26	H27	H28
Límites ENRE	0.6	0.3	2.7	0.3	1.9	0.3	0.4	0.3	1.6	0.3	1.6	0.3	0.3	0.3
Medio	0.15	0.12	0.14	0.10	0.10	0.09	0.09	0.08	0.08	0.07	0.07	0.07	0.06	0.06
P95	0.39	0.38	0.33	0.32	0.29	0.27	0.26	0.24	0.23	0.23	0.21	0.21	0.20	0.20
Máximo	0.65	0.57	0.50	0.50	0.45	0.44	0.41	0.36	0.38	0.35	0.35	0.33	0.32	0.32

Tabla XXX. Armónicas en la fase 3 de la corriente.

	THD	H2	H3	H4	H5	H6	H7	H8	H9	H10	H11	H12	H13	H14
Límites ENRE	20.0	10.0	16.6	2.5	12.0	1.0	8.5	0.8	2.2	0.8	4.3	0.4	3.0	0.3
Medio	4.97	2.39	2.43	0.88	2.09	0.45	0.87	0.28	0.30	0.19	0.30	0.13	0.23	0.10
P95	14.59	7.62	6.76	2.85	3.73	1.54	1.60	0.94	0.85	0.66	0.62	0.45	0.45	0.35
Máximo	20.84	12.14	9.48	4.35	4.44	2.13	2.10	1.22	1.13	0.97	0.83	0.66	0.63	0.53

	H15	H16	H17	H18	H19	H20	H21	H22	H23	H24	H25	H26	H27	H28
Límites ENRE	0.6	0.3	2.7	0.3	1.9	0.3	0.4	0.3	1.6	0.3	1.6	0.3	0.3	0.3
Medio	0.11	0.08	0.09	0.06	0.08	0.05	0.05	0.05	0.05	0.04	0.04	0.04	0.04	0.03
P95	0.33	0.29	0.26	0.23	0.23	0.20	0.20	0.18	0.17	0.15	0.15	0.15	0.15	0.14
Máximo	0.45	0.44	0.38	0.36	0.35	0.32	0.30	0.27	0.27	0.26	0.26	0.23	0.23	0.23

En las Tablas anteriores se observan transgresiones de los niveles exigidos por el ENRE. Estas transgresiones han sido resaltadas para facilitar su visualización.

Todas las transgresiones han sido debidas a armónicas pares (4^a , 6^a , 8^a , 12^a , 14^a , 16^a y 18^a), para las cuales las Normas de calidad suelen ser muy severas. Observar que por ejemplo para las armónicas impares contiguas 3^a y 5^a , los niveles permitidos son 16.6 % y 12 %, respectivamente; mientras que para la armónica par existente entre éstas (4^a) el nivel permitido es sólo 2.5 %.

En la Figura 175 se presenta el perfil, a lo largo de las seis horas de registro, de las armónicas más comprometidas junto con la potencia trifásica consumida por el usuario.

Figura 175. Perfil de armónicas pares en la corriente junto con la potencia trifásica.

En estas gráficas se ha indicado el nivel de emisión permitido para cada una de las armónicas representadas. Durante un gran porcentaje de la medición, estos niveles han sido superados.

Nota: La normativa del ENRE exige que la longitud de la medición sea de al menos una semana y con un período de observación de 10'.

Armónicas en la tensión de suministro: Intervalo de actualización de la medición de 10 minutos

Con el propósito de evaluar la trasgresión o no de los niveles impuesto por el ENRE se realizó una medición normalizada de armónicas, con un intervalo de actualización de 10 minutos y un período de medición de 1 semana. Los resultados obtenidos para la tensión se presentan en la Figura 176 y en la Tabla XXXI.

Figura 176. Contenido armónico en la tensión.

Tabla XXXI. Niveles de referencia para las tensiones armónicas según el ENRE y tensiones armónicas medidas.

	THD	H2	H3	H4	H5	H6	H7
Límites ENRE	8	2	5	1	6	0.5	5
Medio	1.01	0.11	0.47	0.05	0.80	0.03	0.34
P₉₅	1.74	0.19	0.61	0.11	1.61	0.07	0.64
Máximo	2.14	0.36	0.78	0.19	1.97	0.13	0.97

De los resultados obtenidos en la Tabla XXXI se deduce que la distorsión de tensión en la barra de la acería se encuentra por debajo de los límites establecidos por el ENRE.

Según la Res. ENRE 99/97 (Control de la Emisión de Perturbaciones) para evaluar el grado de emisión de corrientes armónicas, cada una de ellas debe referirse a la corriente demandada por el usuario que se obtiene a partir de la potencia contratada y considerando un factor de potencia de 0.85. En el caso en cuestión la potencia contratada es de 2.5 MW, con lo cual la corriente demandada por el usuario resulta $I_L=128$ A.

De acuerdo con la Norma IEEE 519 los límites de distorsión de corriente para un sistema de distribución, se basan en el porte de la carga respecto al porte del sistema eléctrico al cual se conecta la misma. Se debe determinar la relación I_{sc}/I_L que es la relación entre la corriente de cortocircuito en el Punto de Acoplamiento Común a la máxima corriente de carga. En el presente caso, la relación es

$I_{sc}/I_L = 61$. Con esta relación se eligen los límites de distorsión armónica correspondientes. Los límites de distorsión para las armónicas pares se reducen a un 25 % de los límites permitidos para las impares. Dichos límites se muestran en la Tabla XXXII, junto con los límites impuestos por la Res. 99/97 del ENRE. Los resultados obtenidos para la semana de medición se muestran en la Figura 177.

Figura 177. Contenido armónico de la corriente

Tabla XXXII. Niveles de referencia para las tensiones armónicas según el ENRE y tensiones armónicas medidas.

	TDD	H2	H3	H4	H5	H6	H7
Límites ENRE	20	10	16.6	2.5	12	1	8.5
Límites IEEE $50 < I_{sc}/I_L < 100$	12	2.5	10	2.5	10	2.5	10
Medio	3.10	1.73	1.87	0.53	1.45	0.25	0.45
P95	9.14	5.85	5.47	1.76	3.92	0.82	1.26
Máximo	16.12	11.97	9.11	3.23	5.79	1.62	2.01

La Norma IEEE 519 no indica si deben tomarse como límites de referencia al valor medio, el valor $P_{95\%}$ o el valor máximo. Si se elige el valor $P_{95\%}$ que es el que se utiliza en la Res. 99/97, resulta que la segunda armónica de corriente excede los límites impuestos por la Norma IEEE 519.

Como conclusión de todas las mediciones de armónicas realizadas puede mencionarse que si bien las armónicas pares registradas durante la colada completa del horno de arco son altas, la medición normalizada de una semana indica que los valores de distorsión de corriente se encuentran por debajo de los límites. Por lo tanto, y sólo en este caso particular, puede concluirse que el horno de arco no resulta una carga perturbadora importante desde el punto de vista de inyección de armónicas en la red.

6. 5. Medición de Flicker

Las mediciones de flicker tuvieron dos objetivos principales

- 1) Se realizó una medición no normalizada de flicker con intervalo de actualización de 1 minuto. Esta medición tuvo por objeto caracterizar la severidad del flicker en las diferentes fases de funcionamiento del horno de arco. Durante el período de medición la planta se encontró bajo distintos estados de carga. En particular hubo un proceso completo de obtención de producto (acero) de unas dos horas y media de duración. Éste estuvo compuesto a su vez por tres subprocesos (llamados subprocesos 1, 2 y 3), los que se caracterizaron por el agregado de materia prima (chatarra) antes de su comienzo.
- 2) Se realizó una medición normalizada con un intervalo de actualización de 10 minutos y una duración de una semana con el fin de obtener el valor de $P_{95\%}$, que debe compararse con los límites impuestos por las normas.

Los resultados obtenidos a partir de las mediciones de flicker permiten obtener una serie de parámetros fundamentales para la determinación de las posibles soluciones técnicas a los problemas que ocasiona y además para dimensionar el porte de un compensador.

El perfil de flicker obtenido en la medición no normalizada de 1 minuto de duración se muestra en la Figura 178. Se observa que en cada uno de los subprocesos la perturbación medida en la tensión fue disminuyendo al licuarse la materia prima. Los resultados de la medición se resumen en la Tabla XXXIII.

Figura 178. Medición del Pst durante una colada completa.

Tabla XXXIII. Resumen estadístico de los resultados de la medición

<i>Total de Observaciones de 1 minuto</i>	234
<i>Pst₉₅</i>	2.46
<i>Cantidad de Observaciones con Pst > 1</i>	64
<i>Porcentaje de medición con Pst > 1</i>	27.4 %

La medición normalizada arrojó los resultados que se muestran en la Figura 179. Los resultados de la medición del P_{ST} durante una semana completa se muestran en la Tabla XXXIV.

Figura 179. Medición del Pst durante una semana completa.

Tabla XXXIV. Resumen estadístico de los resultados de la medición

<i>Total de Observaciones de 10 minutos</i>	1008
<i>Pst₉₅</i>	2.21
<i>Cantidad de Observaciones con Pst > 1</i>	288
<i>Porcentaje de medición con Pst > 1</i>	28.6 %

El valor de $P_{ST95\%} = 2.21$ obtenido se encuentra por encima de los límites Europeos y Argentinos.

Verificación del valor $P_{ST95\%}$ medido

La Norma Europea CENELEC EN 50160 especifica las características principales de a tensión de suministro para usuarios de redes públicas en sistemas de media y baja tensión bajo condiciones normales de operación. De acuerdo con dicha Norma, el flicker emitido por un horno de arco puede estimarse de acuerdo a la siguiente fórmula.

$$P_{ST99\%} = 48.....85 \frac{S_{cch}}{S_{cc}} \quad (6.14)$$

Dado que se ha encontrado que la relación entre percentiles es: $P_{ST99\%} \cong 1,25 P_{ST95\%}$

$$P_{ST95\%} = 0,8 (48.....85) \frac{S_{cch}}{S_{cc}} \quad (6.15)$$

Para el caso actual:

$$\left[P_{ST95\%} \approx 40.....70 \cdot \frac{5,6}{180} = 1,3.....2,2 \right] \quad (6.16)$$

El valor más alto coincide razonablemente bien con lo medido.

Que en este caso se esté en el límite superior de lo esperable puede tener relación con la contribución de la fluctuación de la potencia activa (ΔP , R_r).

Verificación del coeficiente de emisión de Flicker Kst

Sobre la base de resultados de un gran número de mediciones realizadas en instalaciones de hornos de arco, existe una fórmula empírica de predicción del coeficiente de emisión de flicker. Con los resultados de las mediciones puede determinarse el factor de proporcionalidad propio de este horno.

$$K_{st} = P_{st95\%} \frac{S_{cc}}{S_{cch}} = 2.21 \frac{180}{5.6} = 71 \quad (6.17)$$

Un valor de Kst entre 40 y 80 es considerado realista para instalaciones con hornos de arco modernos. Cuando el factor Kst es desconocido, se suele tomar como primera aproximación un valor de Kst = 70.

Situación de Flicker de la Acería de acuerdo a la normativa Argentina

Los límites de emisión de Flicker, de acuerdo a la Res. 99/97 del ENRE que es la normativa de aplicación en la Argentina, dependen de la potencia de cortocircuito del sistema en el punto de acoplamiento común y la potencia contratada del usuario como se muestra en la Tabla XXXV.

Tabla XXXV. Límites de emisión individual de acuerdo a la Res. 99/97.

Usuarios en AT y MT (1kV < U ≤ 220 kV) K2 = S_L/S_{sc}	Límites de emisión individual (PST)
K ₂ 0,005	0.37
0,005 < K ≤ 20,01	0.46
0,01 < K ≤ 20,02	0.58
0,02 < K ≤ 20,03	0.67
0,03 < K ≤ 20,04	0.74
0,04 < K ₂	0.79

Sobre la base de esta resolución, es posible estimar:

- La compensación de flicker necesaria para el horno de arco.
- La potencia de cortocircuito mínima necesaria para evitar la compensación de flicker.
- La propagación de flicker en los distintos puntos del sistema de potencia.

Factor de compensación de Flicker

La potencia aparente del horno de arco puede ser determinada de acuerdo al factor de potencia límite descrito en la Res. 99/97.

$$S_L = \frac{2.5 \times 10^6}{0.85} = 2.95 MVA \quad (6.18)$$

Es posible entonces estimar la relación entre la potencia aparente del horno y la potencia de cortocircuito en barras de la subestación de la acería.

$$K_2 = \frac{S_L}{S_{sc}} = \frac{2.95 \times 10^6}{180 \times 10^6} = 0.016 \quad (6.19)$$

Con este factor K_2 es posible obtener a partir de la Tabla XXXV extraída de la Res. 99/97 el máximo flicker que puede ser emitido por la acería.

$$P_{stLimite} = \leq 0.58 \quad (6.20)$$

De acuerdo con este valor es posible estimar el **Factor de Compensación de Flicker (FI)**:

$$FI = \frac{P_{streal}}{P_{stlimite}} = \frac{2.2}{0.58} = 3.8 \quad (6.21)$$

Este factor es de fundamental importancia para la determinación del porte del compensador de flicker.

Propagación del Flicker en la red

La relación entre el flicker en dos nodos de la red y la correspondiente potencia de cortocircuito de los mismos puede ser estimada como:

$$P_{st2} = P_{st1} \frac{S_{cc1}}{S_{cc2}} \quad (6.22)$$

Los resultados obtenidos de la aplicación de esta fórmula en la red de alimentación de la acería arroja los resultados que se muestran en la Tabla XXXVI.

Tabla XXXVI. Propagación de flicker en la red.

	Barras de la Acería (13.2 kV)	PCC (13.2 kV)	Red de alta tensión (132 kV)
Potencia de cortocircuito (MVA)	180	330	2000
Nivel de Flicker ($P_{st95\%}$)	2.2	1.2	0.2

Potencia de cortocircuito mínima para evitar la compensación

Con el objetivo de cumplir con la Res. 99/97 y de acuerdo con la primera línea de la Tabla XXXI:

$$\frac{S_L}{S_{cc}} = K_2 \leq 0.005 \quad \text{y} \quad P_{stLimite} = 0.37 \quad (6.23)$$

Para el caso actual:

$$P_{st1} = 2.2 \quad \text{y} \quad S_{cc1} = 180 \text{ MVA} \quad (6.24)$$

Luego resulta:

$$S_{cc2} > 1100 \text{ MVA} \quad (6.25)$$

Si la potencia de cortocircuito en las barras de la subestación de la acería es 1100 MVA o mayor, no hay necesidad de compensar el flicker. Esta solución técnica puede ser implementada conectando la acería al nivel de alta tensión inmediato, en este caso 132 kV. La implementación o no de esta solución deberá basarse en la economía del proyecto y en la factibilidad técnica.

6. 6. Referencias

- [1] **“Development of a model for predicting flicker from electric arc furnaces”**. G. Manchur and C. C. Erven. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol 7, No. 1, Enero 1992.
- [2] **“Power Quality Measurements and Operating Characteristics of electric Arc Furnaces”**. F. Issouribehere, P. E. issouribehere and G. A. Barbera. 2005 PES General Meeting. 0-7803-9156-X/05. Junio 2005.

7. MODELIZACIÓN Y DISEÑO DE UN STATCOM PARA COMPENSAR FLICKER

7. 1. Introducción

El horno de arco consume del sistema eléctrico, potencias activa y reactiva fluctuantes. Las variaciones de potencia son grandes y dependen del tipo y condición de funcionamiento del horno de arco. Las corrientes de fase causan caídas de tensión en la impedancia del sistema, lo que puede resultar en problemas de Flicker. En razón de obtener los requerimientos de compensación, es necesario analizar el efecto que tienen las corrientes del horno de arco sobre las variaciones de tensión en el punto de acoplamiento común (PCC). Es importante tener en cuenta, en un análisis completo, la reactancia del transformador que vincula al PCC con el horno de arco eléctrico.

En principio existen dos estrategias de control para mitigar las fluctuaciones de tensión en el PCC:

- Una estrategia de control básica es la de compensar la potencia reactiva del horno de arco y suavizar las fluctuaciones de potencia activa. Sin embargo, para poder lograr esta condición, el compensador debe ser capaz de proveer energía en forma instantánea cuando varía el consumo de potencia activa del horno de arco, lo que requiere de un elemento de almacenamiento de energía de grandes dimensiones. En primera instancia, el compensador trata de mantener constante los valores de potencia activa y reactiva, y luego refina los cálculos lentamente para ajustar su salida de forma tal de acomodar el balance de energía entre la red y el horno.
- Una estrategia de control alternativa consiste en permitir que el compensador inyecte sólo potencia reactiva para eliminar las fluctuaciones de tensión en el PCC. La fluctuación de tensión resultante de las variaciones en el consumo de potencia activa, por parte del horno de arco, se cancelan mediante la adición de corriente reactiva por parte del compensador. La ventaja de este método de compensación es que el compensador requiere de un elemento de almacenamiento de energía de dimensiones menores, con una importante reducción en el costo del proyecto completo. Este segundo método se desarrollará en detalle y se utilizará en la implementación de un compensador basado en un STATCOM.

En general, las corrientes del horno de arco generarán fluctuaciones de amplitud y de fase en la tensión en el PCC. Dado que el efecto de Flicker está relacionado a las variaciones de amplitud y es poco sensible a las variaciones de fase, es suficiente que el compensador cancele sólo las fluctuaciones de amplitud en la tensión.

En el desarrollo de este capítulo se demostrará que las variaciones de tensión debidas a las fluctuaciones de potencia activa y reactiva, pueden ser canceladas por una sobrecompensación en la inyección de potencia reactiva.

Es importante destacar las diferencias existentes entre un STATCOM utilizado para regular tensión en un sistema de potencia y uno utilizado para compensar Flicker. El STATCOM utilizado para regular tensión intercambia principalmente corriente reactiva fundamental con una dependencia temporal cuasi-periódica, mientras que el STATCOM utilizado para compensar Flicker inyecta principalmente corrientes no-periódicas, para cancelar ciertas porciones de las corrientes del horno de arco que provocan fluctuaciones indeseadas de tensión en el PCC y por lo tanto Flicker.

Las rápidas variaciones de las corrientes del horno de arco requieren una velocidad de respuesta extremadamente rápida (mucho menor que un ciclo) por parte del compensador. Esta operación del

compensador, en una base temporal inferior a un ciclo de la frecuencia fundamental, requiere que las potencias activa y reactiva se definan sobre una base *instantánea*. La representación *vectorial* de las corrientes y tensiones del horno de arco, es particularmente útil en la adquisición y el procesamiento digital de la información necesaria para las acciones instantáneas de compensación.

El término *vector*, en lugar de *fasor*, se utiliza para representar un conjunto de tres variables instantáneas, que pueden ser tensiones y/o corrientes, cuya suma sea cero. Un vector en un dado instante de tiempo se define por los correspondientes valores instantáneos de las tres variables, dados en un sistema de coordenadas de tres ejes.

Con el propósito de controlar la salida del compensador, es útil la visualización de los correspondientes vectores de tensión y de corriente en un sistema con dos ejes ortogonales *d-q*, de forma tal que el eje *d* sea siempre coincidente con el vector instantáneo de tensión, y el eje *q* esté siempre en cuadratura. En este sistema, la componente de corriente en el eje *d* representa a la potencia activa instantánea y la componente de corriente sobre el eje *q* representa a la potencia reactiva. Los ejes *d-q* rotan en forma sincrónica con la frecuencia del vector de tensión.

En condiciones de estado estacionario y con carga balanceada, las componentes sobre los ejes *d-q* son constantes en magnitud, lo que simplifica notablemente la implementación del control para compensar las componentes activa y reactiva de la corriente. Las armónicas y subarmónicas rotan a una velocidad diferente a la del sistema de referencia y por lo tanto aparecen como un ripple sobre las componentes fundamentales. Dependiendo de la implementación del sistema de control, estas componentes pueden ser removidas o alteradas mediante filtrado, para prevenir su interferencia con la compensación deseada.

7. 2. Vectores espaciales y la teoría p-q

Tres funciones cualesquiera que satisfagan:

$$u_a(t) + u_b(t) + u_c(t) = 0 \quad (7.1)$$

Se pueden representar en un espacio bidimensional. Las coordenadas son similares a las de tres tensiones de fase, en forma tal que el vector transpuesto $[u_a \ 0 \ 0]^T$ se coloca a lo largo del eje x, el vector $[0 \ u_b \ 0]^T$ está desplazado 120° y el vector $[0 \ 0 \ u_c]^T$ está desplazado 240° . Esto se representa en la Figura 180.

Figura 180. Vectores trifásicos y vector espacial $U(t)$.

Los vectores espaciales son muy útiles para la representación de las corrientes y tensiones en los sistemas trifásicos con cualquier tipo de dependencia en las cantidades trifásicas. Disminuyen la cantidad de operaciones matemáticas en los algoritmos de control y simplifican la comprensión de los estados transitorios. Una desventaja de la representación en vectores espaciales, es que se pierde la información de la secuencia cero del sistema en tensiones y corrientes. Por lo tanto, se debe hacer un tratamiento especial de la secuencia cero en aquellos casos que sea necesario. Afortunadamente la secuencia cero no existe en muchas aplicaciones de STATCOM, dado que se conecta a la red con tres conductores, donde la secuencia cero es siempre igual a cero.

El vector espacial, expresado en notación compleja, se expresa como sigue:

$$\mathbf{u}(t) = \frac{2}{3} \left[u_a + u_b e^{j(\frac{2}{3})\pi} + u_c e^{-j(\frac{2}{3})\pi} \right] \quad (7.2)$$

Donde $2/3$ es un factor de escala. Se pueden escribir las componentes de esta última ecuación, en un marco de referencia ortogonal estacionario, denominado sistema de referencia α - β como sigue:

$$\mathbf{u}(t) = u_\alpha + ju_\beta \quad (7.3)$$

Utilizando las ecuaciones (7.2) y (7.3) se puede obtener la transformación de coordenadas de los tres ejes a-b-c a los ejes α - β -0 como sigue:

$$\begin{bmatrix} u_0 \\ u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (7.4)$$

Esta transformación se conoce como “**Transformada de Clarke Estacionaria**”, y trabaja con valores instantáneos, a diferencia de la “**Transformada de Fortescue**” (componentes simétricas) que trabaja con fasores. Por el tipo de constantes utilizadas en esta transformación, se dice que conserva la *potencia*.

Esta transformación es muy utilizada en aplicaciones de potencia activa y reactiva instantánea.

Si se desea que la transformación conserve la *amplitud*, la transformación a utilizar es:

$$\begin{bmatrix} u_0 \\ u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1/2 & 1/2 & 1/2 \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (7.5)$$

La transformación que conserva la amplitud es muy utilizada en aplicaciones de control de máquinas y modulación vectorial de inversores.

Esta descomposición de los valores instantáneos de un sistema trifásico a un marco de referencia ortogonal y estacionario α - β se utiliza como base de la “**Teoría p-q**”.

La teoría p-q fue presentada por Akagi [1], [2], [3] y Watanabe [4] y es de fundamental importancia en el desarrollo de los filtros activos. En el Apéndice IV del trabajo se presenta un desarrollo detallado de la teoría y su aplicación a los sistemas trifásicos de 3 conductores.

7. 2. 1. Aplicación de la teoría p-q al diseño de Filtros Activos

Los filtros activos tienen como objetivo principal la compensación de las corrientes armónicas y el factor de potencia de la carga. En la Figura 181 se presenta un ejemplo de aplicación básico.

Figura 181. Esquema simplificado de la ubicación de un filtro activo para compensar las armónicas de la carga.

Para obtener las corrientes de compensación deseadas se debe aplicar la teoría p-q tanto a las tensiones como a las corrientes.

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (7.6)$$

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (7.7)$$

Pueden obtenerse las potencias en forma matricial como:

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (7.8)$$

Donde:

$p_0 = v_0 i_0$ es la potencia instantánea de secuencia cero.

$p = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta$ es la potencia activa instantánea.

$q = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha$ es la potencia imaginaria instantánea.

En los sistemas trifásicos con tensiones sinusoidales y corrientes poliarmónicas (distorsionadas), la potencia activa instantánea y la potencia imaginaria instantánea pueden expresarse en función de dos componentes:

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad (7.9)$$

$$q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (7.10)$$

Donde:

$\bar{p} = 3UI_1 \cos \phi_1$ es el valor medio de la potencia activa instantánea (que coincide con la potencia activa fundamental)

$\tilde{p} = -3UI_2 \cos(3\omega t - \phi_2) + 3UI_4 \cos(3\omega t - \phi_4) - 3UI_5 \cos(6\omega t - \phi_5) \dots$ es la componente de potencia activa debida a las armónicas.

$\bar{q} = 3UI_1 \sin \phi_1$ es el valor medio de la potencia imaginaria instantánea (que coincide con la potencia reactiva fundamental).

$\tilde{q} = -3UI_2 \sin(3\omega t - \phi_2) + 3UI_4 \sin(3\omega t - \phi_4) - 3UI_5 \sin(6\omega t - \phi_5) \dots$ es la componente de potencia imaginaria debida a las armónicas.

En este punto puede realizarse alguna acción de filtrado para separar el valor medio y los valores fluctuantes de cada una de las potencias, por ejemplo un filtrado pasa altos para compensar sólo las componentes de potencia debidas a las armónicas.

Posteriormente se obtienen las corrientes resultantes según la ecuación:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha f} \\ i_{\beta f} \end{bmatrix} = \frac{1}{(v_\alpha^2 + v_\beta^2)} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (7.11)$$

Donde, en este caso particular, se desean filtrar sólo las componentes armónicas de la corriente de la carga. En la Figura 182 se presenta un diagrama en bloques del sistema de control.

Figura 182. Diagrama en bloques del sistema de control de un filtro activo.

Las corrientes i_{af} , i_{bf} e i_{cf} se inyectan a la red con signo negativo, de forma tal que la suma de las corrientes armónicas en el punto de conexión del filtro activo sea nula.

7. 2. 2. Conclusiones sobre la teoría p-q

Las ventajas de la utilización de la teoría p-q son:

- Permite separar las componentes homopolares del sistema, que sólo producen potencia activa independiente de las variables α y β .
- Se define la potencia imaginaria instantánea, que existe en forma individual en cada fase pero su suma en las tres fases es nula. La potencia imaginaria instantánea no está influenciada por las componentes homopolares y de su definición se concluye que está compuesta por un término constante, que es la potencia reactiva y un término fluctuante debido a las componentes armónicas.
- La potencia activa instantánea corresponde a la potencia activa de las componentes que no son homopolares, y de la misma forma que la potencia imaginaria, se encuentra compuesta por dos términos.
- Todas las definiciones son válidas en estado estacionario, y se pueden aplicar a cualquier forma de onda periódica.
- Es particularmente útil para el dimensionamiento de los componentes pasivos, como son los capacitores del enlace de continua del compensador o filtro activo.

Como desventajas de la la teoría p-q se puede mencionar:

- No funciona correctamente ante la presencia de desbalances de amplitud en la tensión en la red. En los casos con fluctuaciones de fase/frecuencia en la red, es necesaria la inclusión de un Lazo de Enganche de Fase (PLL).
- No es una teoría adecuada para tratar situaciones transitorias, para las cuales resulta adecuada la teoría d-q, que se analiza seguidamente.

7. 3. Teoría d-q

El sistema de referencia α - β utilizado en la teoría p-q es *estacionario*. La teoría d-q lleva el marco de referencia α - β estacionario a un marco de referencia *rotante* d-q.

La transformación de los ejes α - β (estacionarios) a los ejes d-q (rotantes), se puede obtener mediante la siguiente ecuación:

$$\begin{bmatrix} u_0 \\ u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ 0 & -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_0 \\ u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (7.12)$$

Siendo θ y w la posición y la velocidad angular del sistema rotante respecto del estacionario. Dado que $\theta = wt$, se puede sincronizar la rotación del marco de referencia con la frecuencia de la red, y por lo tanto las proyecciones de las tensiones y corrientes sobre los ejes d-q serán valores constantes.

Si el marco de referencia rotante es sincrónico con la frecuencia de la red, se puede sincronizar la acción de control del compensador con la frecuencia de línea. El sincronismo del marco de referencia rotante se realiza a partir de un PLL enganchado a las tensiones de línea en el lugar donde se ubica dicho compensador.

En la Figura 183 se presenta un diagrama vectorial de la transformada d-q.

Figura 183. Sistema de referencia rotante d-q.

Es posible llegar al sistema rotante d-q sin pasar por la transformación α - β a partir de la transformación:

$$\begin{bmatrix} u_0 \\ u_d \\ u_q \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} c & \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ c \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) \\ c \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (7.13)$$

Donde:

$$k = \sqrt{2/3} \text{ y } c = 1/\sqrt{2} \text{ si se desea conservar la potencia}$$

$$k = 2/3 \text{ y } c = 1/2 \text{ si se desea conservar la amplitud}$$

Las componente fundamental de la corriente en el sistema d-q es ahora un valor de continua, y las armónicas aparecen como ripple. La separación de las armónicas de la señal transformada al sistema d-q se logra removiendo el valor de continua con un filtro pasaaltos.

De la misma forma que en la teoría p-q, es posible definir a la potencia activa instantánea y a la potencia imaginaria instantánea en el marco de referencia rotante d-q como:

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_d & v_q \\ 0 & -v_q & v_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (7.14)$$

Donde:

$p_0 = v_0 i_0$ es la potencia instantánea de secuencia cero.

$p = v_d i_d + v_q i_q$ es la potencia activa instantánea.

$q = v_d i_q - v_q i_d$ es la potencia imaginaria instantánea.

Si se hace $\xi = 0$ en la Figura 183, resulta que el vector de tensión coincide con el eje d y por lo tanto la proyección de dicho vector sobre el eje q será nula. Esto implica que:

$$v_q = 0 \quad \text{y} \quad v_d = V \quad (7.15)$$

Teniendo en cuenta esta anulación de la tensión en el eje q, la componente de corriente en el eje d es la responsable de la potencia activa instantánea p , y la componente de corriente en el eje q es la responsable de la potencia imaginaria instantánea q .

$$p = Vi_d \quad (7.16)$$

$$q = -Vi_q \quad (7.17)$$

En estas condiciones de funcionamiento, es decir en sincronismo con el sistema trifásico y en fase con el eje d, la acción de control sobre las componentes activas y reactivas de la corriente permite controlar las potencias activa y reactiva del compensador.

7. 3. 1. Conclusiones sobre la teoría d-q

Las ventajas de la teoría d-q son:

- Es aplicable en condiciones de desbalance de tensión, que es una condición de funcionamiento típica de los hornos de arco eléctrico.
- Permite el desarrollo de las ecuaciones de estado del sistema completo en función de las componentes activas y reactivas de las tensiones y corrientes. Esto implica el análisis y compensación del sistema no sólo en estado estacionario sino también en condiciones transitorias.
- El control de las potencias activa y reactiva se hace a través de la corriente activa I_d y la corriente reactiva I_q respectivamente.

Las desventajas de la teoría d-q son:

- Es más compleja en su aplicación ya que requiere de la utilización de un PLL.
- Es menos intuitiva, ya que el desarrollo matemático es más complejo.

7. 4. Determinación de la teoría a utilizar en el estudio y desarrollo del modelo

Dado que la teoría d-q permite el tratamiento en estado permanente y transitorio se adoptará dicha teoría para el estudio, modelización e implementación del compensador tipo STATCOM.

Sin embargo, en aquellos casos en los cuales sea necesaria la utilización de la teoría p-q, como ser el dimensionamiento de los capacitores que forman el enlace de continua, se hará uso de ella.

7. 5. Determinación del porte del compensador

El cálculo del porte de los STATCOM no se encuentra aún completamente establecido en la literatura del tema [5]. Normalmente, el porte de un dispositivo esta relacionado con su habilidad de entregar potencia en forma continua bajo ciertas condiciones de operación, temperatura ambiente, tensión de operación y condiciones de desbalance de tensión. Para la compensación de los hornos de arco, es fundamental la capacidad de compensar desbalance y la velocidad de respuesta del STATCOM.

La ecuación (7.18) se utiliza actualmente [5] para determinar el porte necesario de un SVC para la compensación de hornos de arco.

$$Q_{SVC} = \frac{[(FI-1)S_h]}{0.75} \quad (7.18)$$

Donde:

Q_{SVC} = Es la potencia reactiva del SVC a la tensión nominal de operación.

$FI < 2$ Es el factor de compensación de Flicker de un SVC.

$S_{hcc} = 5.6$ MVA Potencia de cortocircuito del horno de arco bajo estudio.

$S_h = 0.6 \cdot S_{cch} = 3.4$ MVA Factor derivado de la potencia de cortocircuito del horno de arco.

Si se aplican todos los datos obtenidos de los ensayos y mediciones realizados en el horno de arco es posible estimar el porte del SVC necesario.

$$Q_{SVC} = \frac{[(FI - 1) S_h]}{0.75} = \frac{3.4}{0.75} \approx 4.5 \text{ MVar} \quad (7.19)$$

Es importante destacar que el factor de compensación de Flicker máximo esperable por un compensador tipo SVC es $FI = 2$, mientras que de las mediciones realizadas se obtuvo un valor de Flicker $P_{st95\%} = 2.21$, por lo tanto la utilización de un SVC en esta instalación no resultaría adecuada para cumplir con las normativas vigentes, que imponen un valor máximo de $P_{st} = 1$.

Sobre la base de numerosas observaciones en instalaciones con hornos de arco [5] es posible sugerir una ecuación aproximada para calcular el porte de un STATCOM para compensar el Flicker producido por hornos de arco:

$$Q_{STATCOM} = 0.54 \sqrt{FI} S_h \quad (7.20)$$

Donde:

$Q_{STATCOM}$ = Es la potencia reactiva del STATCOM a la tensión nominal de operación.

$3 < FI < 6$ Es el factor de compensación de Flicker de un STATCOM.

$S_h = 0.6 \cdot S_{cch} = 3.4$ MVA Es un factor que se deriva de la potencia de cortocircuito del horno de arco.

$S_{hcc} = 5.6$ MVA es la potencia de cortocircuito del horno de arco.

Si se aplican todos los datos obtenidos y se tiene en cuenta el factor de compensación de Flicker necesario de 3.8 resulta:

$$Q_{STATCOM} = 0.54 \sqrt{FI} S_h = 0.54 (\sqrt{3.8}) 3.4 \approx 4 \text{ MVar} \quad (7.21)$$

El elevado factor de compensación de Flicker ($3 < FI < 6$) junto con la elevada velocidad de respuesta y el costo (mitad que un UPFC del mismo porte) justifican la selección del STATCOM como dispositivo ideal para la compensación del flicker producido por los hornos de arco eléctrico.

El STATCOM es capaz de generar y absorber potencia reactiva y por lo tanto no requiere capacitores shunt para generación de potencia reactiva adicional. Además, el STATCOM genera sólo armónicas de alta frecuencia y baja amplitud, por lo tanto no requiere de filtros de armónicas adicionales.

Sin embargo, en las instalaciones industriales para compensación de hornos de arco, se suelen colocar bancos de filtros para filtrar las armónicas y compensar el factor de potencia de la carga, asignando al STATCOM la tarea de compensar sólo las fluctuaciones de la potencia reactiva.

7. 6. Determinación de los componentes pasivos

El dimensionamiento de los componentes pasivos incluye la determinación de sus valores de inductancia y capacidad así como las solicitaciones de tensión y corriente a la que se encuentran sometidos [6].

7. 6. 1. Determinación del valor de la capacidad

7. 6. 1. 1 Método clásico

El capacitor de continua no sólo cumple un rol importante en el desempeño del STATCOM, sino que representa una parte importante del costo total del sistema. Por lo tanto, un dimensionamiento apropiado de los capacitores de continua es esencial.

La tensión continua aplicada sobre el capacitor del convertidor debe ser suficientemente alta como para poder generar en el lado de alterna una tensión que satisfaga la ecuación (7.22).

$$\dot{U} = \dot{E} - L \frac{d\dot{I}}{dt} \quad (7.22)$$

Donde:

$\dot{U}$: Es la tensión del sistema de alterna.

$\dot{E}$: Es la tensión de alterna generada por el convertidor.

L: Es el inductor de acoplamiento del convertidor.

Por lo tanto, la tensión continua está fijada por el valor pico de la tensión alterna necesaria. La tensión continua resulta entonces:

$$U_{dc} = 2E_{pico} \quad (7.23)$$

El valor pico de la tensión necesaria se obtiene teniendo en cuenta el peor caso en el cual se suman en fase todas las componentes armónicas de la corriente. Esto resulta en la ecuación (7.24).

$$E_{pico} = \sqrt{2}[U + \omega L(I_1 + 5I_5 + 7I_7 + \dots)] \quad (7.24)$$

El valor de la capacidad debe ser lo suficientemente grande como para mantener nivelada la tensión continua en sus bornes. Esto significa que la capacidad está determinada por el ripple de tensión admitido. El factor de ripple puede expresarse como:

$$\varepsilon = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} U_{dck}^2}}{U_{dc}} \quad (7.25)$$

Donde U_{dck} es la armónica de tensión de orden k sobre el capacitor, y está dada por:

$$U_{dck} = \frac{I_{dck}}{k\omega C} \quad (7.26)$$

Siendo I_{dck} la armónica de corriente de orden k sobre el capacitor. La amplitud de las armónicas de corriente sobre el capacitor depende de las armónicas de corriente del lado de alterna. Estas suelen calcularse igualando las potencias instantáneas en lado de alterna y continua.

En un sistema trifásico balanceado y con carga lineal, la potencia activa instantánea está dada por:

$$p_{3\phi}(t) = e_a(t)i_a(t) + e_b(t)i_b(t) + e_c(t)i_c(t) = p_a(t) + p_b(t) + p_c(t) = 3EI \cos(\phi) \quad (7.27)$$

Es decir la potencia activa instantánea toma un valor constante e igual a tres veces el valor de la potencia en una fase.

Si se asume un inversor ideal, es decir sin pérdidas, las potencias instantáneas en el lado de alterna y en el lado de continua deben ser iguales, y por lo tanto es posible escribir:

$$U_{dc}I_{dc} = e_a(t)i_a(t) + e_b(t)i_b(t) + e_c(t)i_c(t) \quad (7.28)$$

En condiciones de operación balanceada, con corrientes sinusoidales puras las cantidades trifásicas se encuentran desplazadas 120° una respecto de la otra. Asumiendo que ϕ es el ángulo en el cual la corriente del inversor retrasa a la tensión, y siendo $\sqrt{2}E$ y $\sqrt{2}I$ las amplitudes de la tensión y corriente de fase respectivamente, resulta:

$$I_{dc} = \frac{3EI}{U_{dc}} \cos(\phi) \quad (7.29)$$

La ecuación demuestra que bajo las condiciones mencionadas, la corriente en el capacitor es constante y de amplitud proporcional al desfase entre la tensión y corriente de cada fase. En el caso ideal de un desfase de 90° la corriente sería nula. Esto significa que un compensador de factor de potencia en régimen sinusoidal puro puede emplear un capacitor tan pequeño como se desee. A diferencia de los compensadores pasivos, en los que la capacidad necesaria es equivalente a la inductancia de la carga, *en el compensador estático, el valor de la capacidad es independiente de la potencia reactiva a compensar.*

En la realidad, siempre existen armónicas en el lado de alterna, y por lo tanto también circulan corrientes armónicas sobre el capacitor, y en particular las que son múltiplo de 6. A los efectos de calcular la capacidad necesaria se puede considerar únicamente la 6ª armónica ya que resulta la más crítica. De esta consideración surge que el valor de capacidad necesaria para no superar un dado valor de ripple está dada por:

$$C = \frac{I_{dc}}{6\varepsilon\omega U_{dc}} \quad (7.30)$$

7.3.1.1 Método basado en la Teoría p-q

La teoría p-q es de gran utilidad cuando se desean obtener los valores de potencia activa instantánea y potencia imaginaria instantánea, asumiendo que el sistema está operando en estado estacionario (régimen periódico). En el Anexo I de este trabajo se presenta el estudio detallado de un convertidor trifásico de tres niveles. Dicho desarrollo se utiliza para obtener la potencia activa instantánea y la potencia imaginaria instantánea a la salida de un convertidor trifásico de tres niveles que entrega una potencia reactiva de 4 MVar. Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 184.

Figura 184. Potencia activa instantánea y potencia imaginaria instantánea a la salida del convertidor.

El porte del capacitor puede ser calculado de acuerdo con la cantidad de energía en un semiciclo positivo de la potencia activa instantánea, es decir:

$$\Delta E = \int_{t_1}^{t_2} p(t) dt = \frac{1}{2} C U_{cc1}^2 - \frac{1}{2} C U_{cc2}^2 = \frac{C}{2} (U_{cc1} + U_{cc2})(U_{cc1} - U_{cc2}) \quad (7.31)$$

Definiendo: $U_{cc0} = \frac{U_{cc1} + U_{cc2}}{2}$ y $\Delta U_{cc} = U_{cc1} - U_{cc2}$ resulta:

$$\Delta E = C * U_{cc0}^2 \frac{\Delta U_{cc}}{U_{cc0}} \quad (7.32)$$

Definiendo el ripple de tensión como: $\varepsilon = \frac{\Delta U_{cc}}{U_{cc0}}$ resulta:

$$\Delta E = C * U_{cc0}^2 \varepsilon \quad (7.33)$$

Por lo tanto, definidos el ripple de tensión deseado y el nivel de tensión continua en los capacitores, y calculando el valor de la energía en un semiciclo positivo a partir de la potencia instantánea, es posible obtener el valor del capacitor como:

$$C = \frac{\Delta E}{U_{cc0}^2 \varepsilon} \quad (7.34)$$

Con los valores propuestos para los parámetros del inversor de tres niveles presentado en el Anexo I, ($U_{CC0} = 1800 \text{ V}$ y $\varepsilon = 1\%$) resulta:

$$\Delta E = 300 \text{ J}$$

$$C = C_1 + C_2 = 9100 \text{ } \mu\text{F}.$$

Por lo tanto se seleccionan dos capacitores de $C_1 = C_2 = 5000 \text{ } \mu\text{F}$.

7. 6. 2. Determinación del valor del reactor de acoplamiento

El valor del reactor requerido surge del compromiso de:

1. Ser suficientemente grande como para filtrar de modo satisfactorio las armónicas producidas por la modulación PWM del convertidor.
2. No ser tan grande como para requerir una tensión E_{pico} excesiva.

El dimensionamiento se realiza en base a la distorsión de corriente admitida en la red. El factor de distorsión puede expresarse como:

$$\sigma = \frac{3U}{P_{cc}} \sqrt{\sum_{k=N}^{\infty} I_{pk}^2} \quad (7.35)$$

Donde I_{pk} son las armónicas producidas sólo por la modulación. Las amplitudes de estas armónicas dependen de la tensión generada por el convertidor, la cual a su vez depende de la tensión continua y del proceso de modulación empleado. Con una modulación senoidal, las dos armónicas más significativas son las de orden $r+2$ y $r-2$, siendo r la relación entre la frecuencia fundamental y la portadora de la modulación. Dado que ambas armónicas tienen la misma amplitud, el valor de inductancia necesario se puede aproximar por:

$$L = \frac{3U}{P_{cc}} \frac{\sqrt{2}U_r}{r\sigma\omega} \quad (7.36)$$

Donde U_r es la amplitud de las armónicas de orden $r+2$ y $r-2$.

La corriente de dimensionamiento del inductor es el valor eficaz total de la corriente que circula por él. Por lo tanto:

$$I_{ef} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} I_k^2} = \sqrt{(I_1^2 + I_5^2 + I_7^2 + \dots + (\sigma I_r^2))} \quad (7.37)$$

Donde el último término es debido a todas las armónicas de alta frecuencia producidas por la modulación PWM del convertidor.

Dado que la relación entre la frecuencia fundamental y la frecuencia de la portadora del PWM es $r = 21$ y asumiendo un factor de distorsión $\sigma = 5\%$ resulta un valor de inductancia de $L = 1.8 \text{ mH}$.

En los STATCOM, el reactor de vinculación a la red se implementa mediante la inductancia de dispersión de un transformador reductor con conexión Y- Δ .

7. 7. Sistema de ecuaciones de estado del STATCOM

El STATCOM se conecta siempre en paralelo con el sistema de alterna y la vinculación se realiza por medio de un acoplamiento magnético, como ser un transformador de acoplamiento o un reactor. La conexión típica de un STATCOM se muestra en la Figura 185, y consiste en un convertidor tipo fuente de tensión (VSC) y un capacitor C_s como elemento de almacenamiento de energía. El STATCOM se conecta al sistema de alterna mediante un reactor representado por su inductancia L y su resistencia R .

Figura 185. Conexión típica de un STATCOM con el sistema de alterna.

Las ecuaciones diferenciales para el circuito de alterna del STATCOM pueden ser escritas como:

$$\frac{dI_a}{dt} = \frac{1}{L} \left(-R\dot{I}_a + \dot{E}_{ca} - \dot{U}_a \right) \quad (7.38)$$

$$\frac{dI_b}{dt} = \frac{1}{L} \left(-R\dot{I}_b + \dot{E}_{cb} - \dot{U}_b \right) \quad (7.39)$$

$$\frac{dI_c}{dt} = \frac{1}{L} \left(-R\dot{I}_c + \dot{E}_{cc} - \dot{U}_c \right) \quad (7.40)$$

Estas ecuaciones se convierten ahora al sistema de referencia rotante d-q, que rota en sincronismo con la frecuencia angular del sistema de alterna, resultando:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega \\ -\omega & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} E_{cd} - U_d \\ E_{cq} - U_q \end{bmatrix} \quad (7.41)$$

La ecuación del lado de continua del STATCOM puede escribirse como:

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = -\frac{I_{dc}}{C_s} \quad (7.42)$$

Si se desprecian las pérdidas, las potencias instantáneas en los terminales de alterna y de continua del convertidor deben ser iguales, resultando en el balance energético presentado en la ecuación (7.43).

$$U_{dc}I_{dc} = \frac{3}{2}(E_{cd}I_d + E_{cq}I_q) \quad (7.43)$$

Donde el factor 3/2 es la constante de la transformación del sistema de referencia fijo al sistema de referencia rotante. En función del diagrama fasorial presentado en la Figura 185 es posible definir las tensiones E_{cd} y E_{cq} como se describe en las ecuaciones (217) y (218).

$$E_{cd} = E_c \cos(\delta) = KU_{dc} \cos(\delta) \quad (7.44)$$

$$E_{cq} = E_c \sin(\delta) = KU_{dc} \sin(\delta) \quad (7.45)$$

Donde K es una constante que relaciona la tensión de alterna con la tensión de continua. Por ejemplo, en un convertidor VSC de 12 pulsos resulta $K = 2\sqrt{6}\pi$. Si se reemplazan las relaciones obtenidas en las ecuaciones (7.44) y (7.45) en la ecuación (7.43) resulta:

$$U_{dc}I_{dc} = \frac{3}{2}(KU_{dc}I_d \cos(\delta) + KU_{dc}I_q \sin(\delta)) \quad (7.46)$$

$$I_{dc} = \frac{3}{2}(KI_d \cos(\delta) + KI_q \sin(\delta)) \quad (7.47)$$

Si se substituye ahora el valor de I_{dc} de la ecuación (7.47) en la ecuación (7.42) resulta:

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{-1}{C_s} \left(\frac{3}{2}KI_d \cos(\delta) + \frac{3}{2}KI_q \sin(\delta) \right) \quad (7.48)$$

Si se reemplazan los valores de E_{cd} y E_{cq} de las ecuaciones (7.44) y (7.45) en la ecuación (7.41) resulta:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega \\ -\omega & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} KU_{dc} \cos(\delta) - U_d \\ KU_{dc} \sin(\delta) - U_q \end{bmatrix} \quad (7.49)$$

Con las ecuaciones (7.48) y (7.49) se puede obtener el sistema de ecuaciones de estado completo del STATCOM que se presenta en la ecuación (7.50).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ U_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & \frac{K \cos(\delta)}{L} \\ -\omega & -\frac{R}{L} & \frac{K \sin(\delta)}{L} \\ \frac{-3K \cos(\delta)}{2C_s} & \frac{-3K \sin(\delta)}{2C_s} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ U_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} \quad (7.50)$$

Este sistema de ecuaciones de estado describe el comportamiento dinámico del STATCOM. Es importante notar que la potencia activa inyectada o absorbida por el STATCOM desde el sistema de alterna se controla variando el ángulo ϕ .

7. 8. Estrategia de control del STATCOM para mitigar las fluctuaciones de tensión

El sistema de potencia en el punto de conexión de la carga perturbadora esta caracterizado por su tensión de vacío E_s y su impedancia Z_s , esta impedancia se deriva del nivel de potencia de cortocircuito trifásica S_{sc} en el punto de acoplamiento común como:

$$S_{sc} = 3 \left(\frac{E_s^2}{Z_s} \right) \quad (7.51)$$

Donde: $Z_s = R_s + jX_s$

En el punto de acoplamiento común (PCC), la tensión es U , y la carga consume una potencia activa P y una potencia reactiva Q . La representación del sistema de potencia junto con la carga perturbadora y el compensador se muestra en la Figura 186.

Figura 186. Esquema unifilar del sistema de potencia, el horno de arco y el compensador.

La tensión en el PCC esta dada por las siguientes ecuaciones, asumiendo cantidades en por unidad en la base de la potencia nominal del transformador del horno de arco S_{nom} y la tensión nominal del sistema V_{nom} con la potencia de cortocircuito inferida del sistema igual a S_{sc} .

$$\dot{U} = \dot{E}_s - R_s \dot{I}_s - L_s \frac{d\dot{I}_s}{dt} \quad (7.52)$$

La corriente que circula por la impedancia de la red es la suma de la corriente absorbida por el horno de arco y la corriente inyectada por el STATCOM.

$$\dot{I}_s = \dot{I}_f + \dot{I}_c \quad (7.53)$$

La caída de tensión en la impedancia de la red se define como:

$$\Delta \dot{U} = \dot{E}_s - \dot{U} = R_s \dot{I}_s + L_s \frac{d\dot{I}_s}{dt} \quad (7.54)$$

En forma polar, los fasores pueden ser expresados como:

$$\dot{E}_s = E_s e^{j\omega t} \quad (7.55)$$

$$\dot{U} = Ue^{j(\omega t + \psi)} \quad (7.56)$$

$$\dot{I}_s = I_s e^{j(\omega t + \phi)} \quad (7.57)$$

Dando como resultado:

$$\frac{d \dot{I}_s}{dt} = j\omega I_s e^{j\omega t} e^{j\phi} + e^{j\omega t} \frac{d}{dt} [I_s e^{j\phi}] \quad (7.58)$$

Si se sustituye $\omega t = 0$ y se reemplaza la ecuación (7.58) en la ecuación (7.52).

$$Ue^{j\psi} = E_s - R_s I_s e^{j\phi} - L_s \left[j\omega I_s e^{j\phi} + \frac{d}{dt} [I_s e^{j\phi}] \right] \quad (7.59)$$

Con $\omega t = 0$ es posible obtener la parte real e imaginaria de cada vector, como se muestra en las ecuaciones (7.60) a (7.62).

$$\dot{I}_s = I_s e^{j\phi} = I_{sd} + jI_{sq} \quad (7.60)$$

$$\dot{E}_s = E_{sd} \quad (7.61)$$

$$\dot{U} = Ue^{j\psi} = U_d + jU_q \quad (7.62)$$

Si se reemplaza la parte real e imaginaria de cada vector en la ecuación (7.59) se obtiene:

$$U_d + jU_q = E_{sd} - (R_s + j\omega L_s)(I_{sd} + jI_{sq}) - L_s \frac{d}{dt} [I_{sd} + jI_{sq}] \quad (7.63)$$

Si se separa la parte real y la imaginaria de la ecuación (7.63) se obtiene:

$$U_d = E_{sd} - R_s I_{sd} + X_s I_{sq} - L_s \frac{dI_{sd}}{dt} \quad (7.64)$$

$$U_q = -R_s I_{sq} - X_s I_{sd} - L_s \frac{dI_{sq}}{dt} \quad (7.65)$$

La parte real y la imaginaria de la caída de tensión en la impedancia de la red pueden escribirse como se muestra en las ecuaciones (7.66) y (7.67).

$$\Delta U_d = R_s I_{sd} - X_s I_{sq} + L_s \frac{dI_{sd}}{dt} \quad (7.66)$$

$$\Delta U_q = R_s I_{sq} + X_s I_{sd} + L_s \frac{dI_{sq}}{dt} \quad (7.67)$$

El diagrama fasorial correspondiente a la ecuación (7.63) se muestra en la Figura 187.

Figura 187. Diagrama fasorial correspondiente a la ecuación (7.63).

La caída de tensión en la impedancia de la red, causada por las variaciones de potencia activa y reactiva del horno de arco, puede ser compensada de acuerdo a procedimiento descrito a continuación:

1. El primer paso para lograr la compensación completa, es compensar la corriente reactiva absorbida por el horno de arco, de forma tal que la corriente $I_{sq} = 0$. Esto se logra haciendo que la corriente de referencia del sistema de control del compensador I_{cqRef} sea igual a $-I_{fq}$, es decir igual a la corriente reactiva del horno pero cambiada de signo. Como:

$$I_{sq} = I_{fq} + I_{cq} \quad (7.68)$$

y además la corriente que inyecta el compensador se elabora como salida de un controlador PI como se muestra en la Figura 188 resulta:

Figura 188. Elaboración de la señal de corriente de salida del compensador.

Como:

$$E_{error} = I_{cqref} - I_{cq} \quad (7.69)$$

Cuando la señal de error se hace cero resulta:

$$E_{error} = 0 \Rightarrow I_{cq} = I_{cqref} \quad (7.70)$$

Si la señal de referencia es igual a la corriente del horno cambiada de signo, entonces resulta:

$$I_{cqref} = -I_{fq} \Rightarrow I_{cq} = -I_{fq} \quad (7.71)$$

Y por lo tanto, la ecuación (7.68) se convierte en:

$$I_{sq} = 0 \quad (7.72)$$

Con $I_{sq} = 0$, las ecuaciones (7.66) y (7.67) se transforman en:

$$\Delta U_d = R_s I_{sd} + L_s \frac{dI_{sd}}{dt} \quad (7.73)$$

$$\Delta U_q = X_s I_{sd} \quad (7.74)$$

Como se observa en la Figura 189, La compensación de la corriente reactiva del horno de arco reduce la magnitud de la caída de tensión ΔU .

Figura 189. Diagrama fasorial de la ecuación (7.63) con $I_{sq} = 0$.

2. Dado que las fluctuaciones de tensión debidas a las variaciones de la potencia activa del horno de arco se encuentran aún presentes, en el segundo paso se trata de compensar la caída de tensión debida a la fluctuación de potencia activa inyectando una corriente adicional $(R_s/X_s)I_{sd}$ a la referencia del sistema de control del compensador, esto es inyectando una potencia reactiva capacitiva para compensar la caída de tensión restante.

La referencia de corriente reactiva del STATCOM es entonces:

$$I_{cqref} = -I_{fq} + (R_s / X_s) I_{fd} \quad (7.75)$$

Con esta referencia de corriente resulta:

$$I_{sq} = (R_s / X_s) I_{fd} \quad (7.76)$$

Como $I_{cd} \cong 0$, entonces $I_{sd} \cong I_{fd}$ entonces resulta:

$$I_{sq} = (R_s / X_s) I_{sd} \quad (7.77)$$

Substituyendo el valor de $I_{sq} = (R_s/X_s)I_{sd}$ en las ecuaciones (7.66) y (7.67) resulta:

$$\Delta U_d = L_s \frac{dI_{sd}}{dt} \quad (7.78)$$

$$\Delta U_q = X_s \left(1 + \frac{R_s^2}{X_s^2} \right) I_{sd} + \frac{R_s}{\omega} \frac{dI_{sd}}{dt} \quad (7.79)$$

El diagrama fasorial luego de la compensación de las fluctuaciones de tensión debidas a la variación de potencia activa se muestra en la Figura 190.

Figura 190. Diagrama fasorial de la ecuación (7.63) con $I_{sq} = (R_s/X_s)I_{sd}$.

El STATCOM compensa totalmente la potencia reactiva absorbida por el horno de arco, y entrega potencia reactiva capacitiva adicional para reducir la fluctuación de tensión debida a las variaciones de la potencia activa absorbida por el horno.

7. 9. Diseño del sistema de control del STATCOM

El convertidor DC-AC que se muestra en la Figura 191 es un inversor sincrónico PWM conectado a un capacitor. La implementación del sistema de control del inversor está basada en la teoría de compensación d-q [7].

Figura 191. STATCOM vinculado a la red mediante reactores de acoplamiento.

Las ecuaciones de tensión en el punto de conexión del compensador, y en el sistema de referencia estacionario a-b-c son:

$$\dot{U}_a = L \frac{d\dot{I}_{ca}}{dt} + \dot{E}_{ca} \quad (7.80)$$

$$\dot{U}_b = L \frac{d\dot{I}_{cb}}{dt} + \dot{E}_{cb} \quad (7.81)$$

$$\dot{U}_c = L \frac{d\dot{I}_{cc}}{dt} + \dot{E}_{cc} \quad (7.82)$$

Las ecuaciones de tensión en el sistema de referencia estacionario x-y están dadas por:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_\alpha \\ \dot{U}_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L \frac{d\dot{I}_{ca}}{dt} + \dot{E}_{ca} \\ L \frac{d\dot{I}_{cb}}{dt} + \dot{E}_{cb} \\ L \frac{d\dot{I}_{cc}}{dt} + \dot{E}_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L \frac{d\dot{I}_{c\alpha}}{dt} + \dot{E}_{c\alpha} \\ L \frac{d\dot{I}_{c\beta}}{dt} + \dot{E}_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (7.83)$$

Transformando estas ecuaciones del sistema de referencia estacionario a sistema rotante d-q sincrónico con la frecuencia del sistema se obtiene:

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_\alpha \\ \dot{U}_\beta \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{cd} \\ I_{cq} \end{bmatrix} + \omega L \begin{bmatrix} -I_{cq} \\ I_{cd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_{cd} \\ E_{cq} \end{bmatrix} \quad (7.84)$$

Si el sistema de referencia d-q se mantiene en fase con las tensiones de la barra de conexión del compensador a través de un PLL, se obtiene $U_d = U$ y $U_q = 0$, y las potencias activas y reactivas inyectadas al sistema por el inversor pueden ser expresadas como:

$$p = \frac{3}{2} (U_d I_{cd} + U_q I_{cq}) = \frac{3}{2} U_d I_{cd} \quad (7.85)$$

$$q = \frac{3}{2} (U_q I_{cd} - U_d I_{cq}) = -\frac{3}{2} U_d I_{cq} \quad (7.86)$$

Puede observarse que I_{cd} e I_{cq} pueden describir completamente los valores instantáneos de la potencia activa y reactiva producida por el compensador, por lo tanto el control de la potencia inyectada al sistema puede ser implementado controlando I_{cd} e I_{cq} .

Las ecuaciones de tensión transformadas del sistema de referencia estacionario a-b-c al sistema de referencia sincrónico d-q son:

$$U = L \frac{dI_{cd}}{dt} - \omega L I_{cq} + E_{cd} \quad (7.87)$$

$$0 = L \frac{dI_{cq}}{dt} + \omega L I_{cd} + E_{cq} \quad (7.88)$$

Para hacer que las corrientes de entrada del compensador sigan a las corrientes de referencia del compensador, pueden utilizarse los controladores tipo PI. Sin embargo, los controladores PI no funcionan correctamente para sistemas acoplados como los de las ecuaciones previamente mencionadas. Los siguientes controladores de corriente son más efectivos.

$$E_{cd} = \omega L I_{cq} + U - \Delta E_{cd} \quad (7.89)$$

$$E_{cq} = -\omega L I_{cd} - \Delta E_{cq} \quad (7.90)$$

Donde las señales ΔE_{cd} y ΔE_{cq} son:

$$\Delta E_{cd} = k_p (I_{cdref} - I_{cd}) + k_i \int (I_{cdref} - I_{cd}) dt \quad (7.91)$$

$$\Delta E_{cq} = k_p (I_{cqref} - I_{cq}) + k_i \int (I_{cqref} - I_{cq}) dt \quad (7.92)$$

La referencia de corriente I_{cqRef} se obtiene según la ecuación (7.75) es decir:

$$I_{cqref} = -I_{fq} + (R_s / X_s) I_{fd}$$

La referencia de corriente I_{cdRef} se obtiene comparando la referencia de tensión para el capacitor U_{dcRef} con el valor actual de la tensión en el capacitor a través de un controlador PI, como se describe en la ecuación

$$I_{cdref} = k_p (U_{dcref} - U_{dc}) + k_i \int (U_{dcref} - U_{dc}) dt - I_{fd} \quad (7.93)$$

En la Figura 192 se muestra un diagrama en bloques del sistema de control.

Figura 192. Diagrama en bloques básico del sistema de control.

Las tensiones de salida E_{cd} y E_{cq} siguen a las tensiones del punto de conexión del compensador y por lo tanto, las tensiones del punto de acoplamiento del compensador deben ser tomadas como referencia de sincronismo para realizar la transformación d-q. Para realizar esta acción se utiliza un lazo de enganche de fase como se muestra en la Figura 193.

Figura 193. Sistema de control completo del STATCOM.

7. 10. Implementación del Modelo de STATCOM en SIMULINK

El modelo completo del STATCOM ± 4 MVA, junto con el sistema de potencia y la carga se muestra en la Figura 194.

Figura 194. Modelo SIMULINK del sistema eléctrico completo.

El STATCOM esta compuesto por un inversor de tres niveles con IGBT como semiconductores de potencia, dos capacitores de 5000 μF cada uno y el sistema de control. El STATCOM se acopla con la red a través de un transformador elevador de 1/13.2 kV y configuración Δ -Y como se muestra en la Figura 195 [8], [9].

Figura 195. Diagrama en bloques del circuito eléctrico del STATCOM y su sistema de control asociado.

Para controlar el inversor trifásico de tres niveles se utiliza la técnica de modulación de ancho de pulsos (PWM) con una frecuencia de portadora de 1.05 kHz. El esquema de modulación es del tipo sinusoidal.

El diagrama en bloques del controlador se muestra en la Figura 196, y consiste en los diversos bloques que implementan las funciones de control descritas en la sección previa.

Figura 196. Diagrama en bloques del sistema de control.

El sistema de control esta compuesto por distintos subsistemas:

- Un lazo de enganche de fase (PLL) sincronizado a la frecuencia de la tensión del primario del transformador de acoplamiento, para proveer la referencia sincrónica que requiere la transformación abc-dq0.
- Un bloque de medición que calcula las componentes d-q de las corrientes y tensiones.
- Un regulador de tensión continua tipo PI que es el encargado de mantener el capacitor cargado a la tensión de referencia.
- Un regulador de tensión alterna. Este bloque es el encargado de elaborar la componente reactiva de la corriente de referencia en basa a la selección de uno de los modos de funcionamiento. El modo (1) es el modo de seguimiento de la corriente reactiva de la carga. El modo (2) es el modo de regulación de tensión, y en el cual se elabora la referencia de corriente en base a tratar de conseguir que la tensión sea igual a un determinado valor sobre la barra de conexión del compensador.
- Un bloque regulador de corriente. Este bloque esta compuesto por dos controladores PI que controlan las corrientes de acuerdo con las ecuaciones (7.91) y (7.92). Las salidas de los controladores son las tensiones E_{cd} y E_{cq} que debe generar el inversor de acuerdo con las ecuaciones (7.89) y (7.90). Luego estas tensiones se convierten en tensiones trifásicas aplicando la transformación dq0-abc.

Cada uno de estos sistemas se presenta en las figuras 197 a 202.

Figura 197. Sistema de medición.

Figura 198. Regulador de tensión continua

Figura 199. Regulador de tensión alterna.

Figura 200. Elaboración de I_{qref} en el modo de funcionamiento 1.

Figura 201. Elaboración de I_{qref} en el modo de funcionamiento 2.

Figura 202. Regulador de corriente.

7. 11. Operación del STATCOM con una carga dinámica

El diagrama SIMULINK descrito en la sección previa, se utilizó para simular la operación del STATCOM bajo diferentes condiciones para ilustrar el comportamiento dinámico y en estado estacionario. Las simulaciones se realizaron utilizando un tiempo de cálculo discreto de $T_s = 5\mu s$.

Para evaluar el comportamiento dinámico del STATCOM se utiliza un modelo de carga de la librería de MATLAB llamado carga dinámica. Dicha carga tiene la particularidad de ser una carga trifásica, cuya potencia activa y reactiva puede ser controlada por el usuario. El diagrama SIMULINK de la Carga Dinámica y su sistema de control asociado se muestra en la Figura 203.

Figura 203. Diagrama detallado de la Carga Dinámica y de su sistema de control asociado.

Para obtener un modelo de carga cuyas variaciones de potencia reactiva sean similares en magnitud a las que se presentan en las diferentes etapas de funcionamiento del horno de arco, se considera para la carga una potencia activa fija de 2.5 mW y la potencia reactiva se fija en un valor constante de 1.6 MVar más un valor variable de 1.2 MVar. Esta carga es representativa de los niveles de potencia activa y reactiva alcanzados por el horno de arco durante una colada completa.

Se realizarán simulaciones con diferentes leyes de variación de la potencia reactiva para obtener los parámetros de interés del lazo de control del STATCOM y el factor de mejora del Flicker en función de la frecuencia.

7. 11. 1. Variación en escalón de la potencia reactiva

Se aplica una variación de potencia reactiva de 1.2 MVar en forma de escalón positivo en $t = 0.7$ s. La carga original de $S = 2.5 \text{ MW} + j1.6 \text{ MVar}$ toma un valor $S_1 = 2.5 \text{ MW} + j2.8 \text{ MVar}$. En un intervalo $\Delta T = 0.2$ s se aplica un escalón negativo de potencia reactiva de -1.2 MVar y la carga retoma su valor original. Los resultados obtenidos de las simulaciones realizadas se muestran en la Figura 204.

Figura 204. Ensayo de variación de la potencia reactiva en forma de pulso.

De la simulación presentada se observa un tiempo de subida $t_r = 15.9$ ms y un tiempo de establecimiento (criterio del 2 %) de $t_s = 20$ ms.

7. 11. 2. Variación sinusoidal de la potencia reactiva.

La habilidad de un compensador para compensar Flicker depende del porte del compensador y de su velocidad de respuesta. Dado que el factor de compensación de Flicker del compensador depende de la frecuencia de la perturbación, es necesario evaluar dicha respuesta mediante la inyección de perturbaciones sinusoidales.

Una forma de evaluar el factor de compensación es inyectar una perturbación sinusoidal, de una frecuencia entre 1 y 20 Hz, en la potencia reactiva absorbida por la carga dinámica. Luego se calcula el contenido espectral en la barra de la acería con y sin el compensador. La simulación se repite con perturbaciones entre 1 y 20 Hz.

Cada una de las simulaciones se repite con distintos valores de la ganancia K_p del regulador de corriente. Los resultados obtenidos se muestran en las Tablas XXXVII a XXXIX.

En la Figura 205 se presenta la tensión en la barra de la acería sin y con el compensador STATCOM para una variación sinusoidal de la potencia reactiva de amplitud 1.2 MVar y frecuencia de 1 Hz. En la Figura 206 se presenta la variación de la tensión en bornes del capacitor, la potencia reactiva entregada por el STATCOM y la potencia activa absorbida por el mismo desde la red.

En las figuras 190 y 191 se presentan los mismos resultados pero para una variación sinusoidal de potencia reactiva de la misma amplitud, pero de frecuencia 5 Hz. Se observa en la figura 190 que la variación de la tensión de la barra de la acería con la presencia del STATCOM es más notoria que en el caso previo, y esto es debido al aumento de la frecuencia de la perturbación.

Figura 205. Tensión en la barra de la acería con y sin compensador STATCOM.

Figura 206. Tensión en los capacitores, potencia reactiva entregada y potencia activa absorbida por el STATCOM.

Figura 207. Tensión en la barra de la acería con y sin compensador STATCOM.

Figura 208. entrega y potencia activa absorbida por el STATCOM.

Tabla XXXVII. Factor de compensación de Flicker con $K_p = 1$.

Caso 1	Sin Compensador	Con Compensador	FI
f (Hz)	$\Delta U/U$ (%)	$\Delta U/U$ (%)	
0.5	0.66	0.02	33.0
1	0.66	0.032	20.6
2	0.66	0.04	16.5
4	0.66	0.05	13.2
5	0.66	0.052	12.7
8	0.66	0.07	9.4
10	0.66	0.08	8.3
20	0.66	0.13	5.1

Tabla XXXVIII. Factor de compensación de Flicker con $K_p = 2$.

Caso 2	Sin Compensador	Con Compensador	FI
f (Hz)	$\Delta U/U$ (%)	$\Delta U/U$ (%)	
0.5	0.66	0.02	33.0
1	0.66	0.03	22.0
2	0.66	0.032	20.6
4	0.66	0.034	19.4
5	0.66	0.048	13.8
8	0.66	0.05	13.2
10	0.66	0.06	11.0
20	0.66	0.09	7.3

Tabla XXXIX. Factor de compensación de Flicker con $K_p = 3$.

Caso 3	Sin Compensador	Con Compensador	FI
f (Hz)	$\Delta U/U$ (%)	$\Delta U/U$ (%)	
0.5	0.66	0.02	33.0
1	0.66	0.024	27.5
2	0.66	0.026	25.4
4	0.66	0.028	23.6
5	0.66	0.03	22.0
8	0.66	0.04	16.5
10	0.66	0.05	13.2
20	0.66	0.08	8.3

Los resultados obtenidos para los casos con $K_p = 1, 2$ y 3 se muestran en la Figura 209. En base a que el espectro del Flicker producido por el horno de arco eléctrico se encuentra centrado alrededor de los 2 Hz, se selecciona el valor de la ganancia de $K_p = 3$ que proporciona un buen factor de atenuación en esa frecuencia.

Figura 209. Factor de compensación de Flicker en función de la frecuencia para distintos valores de la ganancia proporcional del regulador de corriente.

7. 12. Operación del STATCOM con el horno de arco

El horno de arco se modela como tres fuentes controladas de corriente, cuyas corrientes de control son las corrientes reales medidas. El modelo implementado en SIMULINK se muestra en la Figura 210.

Figura 210. Modelo utilizado para el horno de arco eléctrico.

Para verificar el comportamiento del modelo en cada una de las etapas de funcionamiento registradas, se inyectaron las corrientes medidas y se midió en el modelo la tensión en la barra de conexión de la acería y se la comparó con el registro de tensión en dicho punto. Posteriormente se ajustó la fase de

cada uno de los generadores de corriente hasta obtener la perfecta superposición de las formas de onda de tensión simulada y medida. A modo de ejemplo se ilustra uno de los casos mencionados en la Figura 211.

Figura 211. Comparación entre la tensión de línea medida en la barra de la acería y la tensión obtenida en la simulación con el modelo propuesto para el horno de arco y el sistema eléctrico.

Los resultados obtenidos permiten validar el modelo propuesto para el horno de arco eléctrico, ya que se observa una buena concordancia entre los valores de tensión medidos y simulados.

Se realizan simulaciones con el modelo del horno de arco y el modelo del STATCOM vinculados a la red eléctrica descrita, para distintas condiciones de funcionamiento del horno de arco. Para simular la condición de funcionamiento del horno de arco se utilizan los registros de corrientes y tensiones trifásicas obtenidos de las mediciones. En la Figura 212 se muestra en forma aproximada la ubicación temporal de cada uno de los registros con respecto al proceso completo de obtención de producto. De dicha gráfica es posible estimar el valor del flicker de tensión en la barra de la acería, para cada uno de los registros mencionados.

Figura 212. Perfil de P_{st} en la barra de 13.2 kV de la Acería y ubicación aproximada de los registros tomados de tensiones y corrientes.

A partir del perfil de P_{st} presentado se analizarán 10 registros en diversas condiciones de funcionamiento. En cada uno de los registros se presenta:

- Un gráfico de la tensión en la barra de la acería sin y con el STATCOM conectado.
- Un gráfico con el espectro de la tensión en la barra de la acería sin y con el STATCOM. La amplitud de las componentes espectrales se encuentra referida al valor de continua, el cual no se ha representado debido a que su valor es mucho mayor que el resto de las componentes.
- Un gráfico con la tensión en el capacitor de continua y la potencia activa y reactiva demandada por el STATCOM. En este último gráfico se presentan los resultados luego de la inicialización del programa.

- Registro A001.mat (afino).

Figura 213. Tensión en la barra de la acería sin y con el STATCOM.

Figura 214. Espectro de la tensión en la barra con y sin compensador.

Figura 215. Variación de la tensión continua del capacitor, y de la potencia reactiva y activa suministrada por el compensador STATCOM.

- **Registro A002.mat (afino).**

Figura 216. Tensión en la barra de la acería sin y con el STATCOM.

Figura 217. Espectro de la tensión en la barra con y sin compensador.

Figura 218. Variación de la tensión continua del capacitor, y de la potencia reactiva y activa suministrada por el compensador STATCOM.

- Registro A006.mat (afino).

Figura 219. Tensión en la barra de la acería sin y con el STATCOM.

Figura 220. Espectro de la tensión en la barra con y sin compensador.

Figura 221. Variación de la tensión continua del capacitor, y de la potencia reactiva y activa suministrada por el compensador STATCOM.

- **Registro A008.mat (arranque de la primera cesta).**

Figura 222. Tensión en la barra de la acería sin y con el STATCOM.

Figura 223. Espectro de la tensión en la barra sin y con STATCOM.

Figura 224. Variación de la tensión continua del capacitor, y de la potencia reactiva y activa suministrada por el compensador STATCOM.

- Registro A009.mat (fundición).

Figura 225. Tensión en la barra de la acería sin y con el STATCOM.

Figura 226. Espectro de la tensión en la barra sin y con STATCOM.

Figura 227. Variación de la tensión continua del capacitor, y de la potencia reactiva y activa suministrada por el compensador STATCOM.

- **Registro A010.mat (fundición).**

Figura 228. Tensión en la barra de la acería sin y con el STATCOM.

Figura 229. Espectro de la tensión en la barra sin y con STATCOM.

Figura 230. Variación de la tensión continua del capacitor, y de la potencia reactiva y activa suministrada por el compensador STATCOM.

- Registro A011.mat (arranque de la segunda cesta).

Figura 231. Tensión en la barra de la acería sin y con el STATCOM.

Figura 232. Espectro de la tensión en la barra sin y con STATCOM.

Figura 233. Variación de la tensión continua del capacitor, y de la potencia reactiva y activa suministrada por el compensador STATCOM.

- **Registro A012.mat (fundición durante de la segunda cesta).**

Figura 234. Tensión en la barra de la acería sin y con el STATCOM.

Figura 235. Espectro de la tensión en la barra sin y con STATCOM.

Figura 236. Variación de la tensión continua del capacitor, y de la potencia reactiva y activa suministrada por el compensador STATCOM.

- Registro A013.mat (fundición durante la segunda cesta).

Figura 237. Tensión en la barra de la acería sin y con el STATCOM.

Figura 238. Espectro de la tensión en la barra sin y con STATCOM.

Figura 239. Variación de la tensión continua del capacitor, y de la potencia reactiva y activa suministrada por el compensador STATCOM.

- **Registro A014.mat (arranque de la tercera cesta).**

Figura 240. Tensión en la barra de la acería sin y con el STATCOM.

Figura 241. Espectro de la tensión en la barra sin y con STATCOM.

Figura 242. Variación de la tensión continua del capacitor, y de la potencia reactiva y activa suministrada por el compensador STATCOM.

7. 13. Verificación experimental

De acuerdo con las Normas Internacionales [10] y las Reglas de aplicación en la Argentina [11], la forma de evaluar el factor de compensación de Flicker (FI) es realizando mediciones normalizadas de P_{st} de 10 minutos de duración y obtener el valor P_{st} con y sin compensador.

Para obtener el valor del P_{st} se utilizó un medidor normalizado de Flicker modelo Boconsult B9-DSP. La tensión en la barra de la acería, obtenida en las simulaciones, se utilizó para generar una tensión a partir de un generador de señales arbitrarias Hewlett Packard 33120A. La salida del generador se utilizó para modular la amplitud de una señal sinusoidal de 220 V y 50 Hz generada a partir de una carga fantasma.

La amplitud de la señal modulada se midió con un medidor de Flicker normalizado según la Norma IEC 61000-4-15 [12] y en las condiciones con y sin compensador STATCOM.

Los valores medidos con el medidor normalizado de Flicker se presentan a continuación. Para cada uno de los registros normalizados se presenta el archivo de datos de salida del instrumento, del cual se obtiene el valor del P_{st} .

Registro A001 (sin STATCOM)

```
"BOCONSULT S.p.A. B9-PC FLICKERMETER", "02/09/1986", "00:07"
"MEASUREMENT PARAMETERS"
"Archives file name", "F001A.B9A", "Obs. number", 1, "Channel", "1"
"Archives type", "Short", "Obs. period", 5, "Simulation", "Off"
"d(t)% threshold", 0.0, "Range", "10 %", "Plt window", 12,

"CHANNEL", 1
"Obs. num.", "Date", "Time", "PMAX", "PST", "Sliding PLT"
1, "02/07/1986", "15:28", 0.063993, 0.16168, ""
```

Registro A001 (con STATCOM)

```
"BOCONSULT S.p.A. B9-PC FLICKERMETER", "02/09/1986", "00:12"
"MEASUREMENT PARAMETERS"
"Archives file name", "F001E.B9A", "Obs. number", 1, "Channel", "1"
"Archives type", "Short", "Obs. period", 5, "Simulation", "Off"
"d(t)% threshold", 0.0, "Range", "10 %", "Plt window", 12,

"CHANNEL", 1
"Obs. num.", "Date", "Time", "PMAX", "PST", "Sliding PLT"
1, "02/08/1986", "21:58", 0.021314, 0.10422, ""
```

Registro A002 (sin STATCOM)

```
"BOCONSULT S.p.A. B9-PC FLICKERMETER", "02/09/1986", "00:10"
"MEASUREMENT PARAMETERS"
"Archives file name", "F002A.B9A", "Obs. number", 1, "Channel", "1"
"Archives type", "Short", "Obs. period", 5, "Simulation", "Off"
"d(t)% threshold", 0.0, "Range", "10 %", "Plt window", 12,

"CHANNEL", 1
"Obs. num.", "Date", "Time", "PMAX", "PST", "Sliding PLT"
1, "02/07/1986", "16:12", 0.77699, 0.49214, ""
```

Registro A002 (con STATCOM)

```
"BOCONSULT S.p.A. B9-PC FLICKERMETER", "02/09/1986", "00:11"
"MEASUREMENT PARAMETERS"
"Archives file name", "F002E.B9A", "Obs. number", 1, "Channel", "1"
"Archives type", "Short", "Obs. period", 5, "Simulation", "Off"
"d(t)% threshold", 0.0, "Range", "10 %", "Plt window", 12,

"CHANNEL", 1
"Obs. num.", "Date", "Time", "PMAX", "PST", "Sliding PLT"
1, "02/08/1986", "22:14", 0.044335, 0.14995, ""
```

Registro A006 (sin STATCOM)

```
"BOCONSULT S.p.A. B9-PC FLICKERMETER", "02/09/1986", "00:11"
"MEASUREMENT PARAMETERS"
"Archives file name", "F006A.B9A", "Obs. number", 1, "Channel", "1"
"Archives type", "Short", "Obs. period", 5, "Simulation", "Off"
"d(t)% threshold", 0.0, "Range", "10 %", "Plt window", 12,

"CHANNEL", 1
"Obs. num.", "Date", "Time", "PMAx", "PST", "Sliding PLT"
1, "02/07/1986", "16:27", 0.35795, 0.30728, ""
```

Registro A006 (con STATCOM)

```
"BOCONSULT S.p.A. B9-PC FLICKERMETER", "02/09/1986", "00:12"
"MEASUREMENT PARAMETERS"
"Archives file name", "F006E.B9A", "Obs. number", 1, "Channel", "1"
"Archives type", "Short", "Obs. period", 5, "Simulation", "Off"
"d(t)% threshold", 0.0, "Range", "10 %", "Plt window", 12,

"CHANNEL", 1
"Obs. num.", "Date", "Time", "PMAx", "PST", "Sliding PLT"
1, "02/08/1986", "22:26", 0.026858, 0.11699, ""
```

Registro A008 (sin STATCOM)

```
"BOCONSULT S.p.A. B9-PC FLICKERMETER", "02/09/1986", "00:13"
"MEASUREMENT PARAMETERS"
"Archives file name", "F008A.B9A", "Obs. number", 1, "Channel", "1"
"Archives type", "Short", "Obs. period", 5, "Simulation", "Off"
"d(t)% threshold", 0.0, "Range", "10 %", "Plt window", 12,

"CHANNEL", 1
"Obs. num.", "Date", "Time", "PMAx", "PST", "Sliding PLT"
1, "02/07/1986", "18:06", 21.824, 2.5644, ""
```

Registro A008 (con STATCOM)

```
"BOCONSULT S.p.A. B9-PC FLICKERMETER", "02/09/1986", "00:13"
"MEASUREMENT PARAMETERS"
"Archives file name", "F008E.B9A", "Obs. number", 1, "Channel", "1"
"Archives type", "Short", "Obs. period", 5, "Simulation", "Off"
"d(t)% threshold", 0.0, "Range", "10 %", "Plt window", 12,

"CHANNEL", 1
"Obs. num.", "Date", "Time", "PMAx", "PST", "Sliding PLT"
1, "02/07/1986", "18:17", 3.4176, 0.94360, ""
```

Registro A009 (sin STATCOM)

```
"BOCONSULT S.p.A. B9-PC FLICKERMETER", "02/09/1986", "02:37"
"MEASUREMENT PARAMETERS"
"Archives file name", "F009A.B9A", "Obs. number", 1, "Channel", "1"
"Archives type", "Short", "Obs. period", 5, "Simulation", "Off"
"d(t)% threshold", 0.0, "Range", "10 %", "Plt window", 12,

"CHANNEL", 1
"Obs. num.", "Date", "Time", "PMAx", "PST", "Sliding PLT"
1, "02/07/1986", "18:34", 5.0800, 1.1443, ""
```

Registro A009 (con STATCOM)

```
"BOCONSULT S.p.A. B9-PC FLICKERMETER", "02/09/1986", "02:38"
"MEASUREMENT PARAMETERS"
"Archives file name", "F009E.B9A", "Obs. number", 1, "Channel", "1"
"Archives type", "Short", "Obs. period", 5, "Simulation", "Off"
"d(t)% threshold", 0.0, "Range", "10 %", "Plt window", 12,

"CHANNEL", 1
"Obs. num.", "Date", "Time", "PMAx", "PST", "Sliding PLT"
1, "02/07/1986", "18:45", 0.41673, 0.35467, ""
```

Registro A010 (sin STATCOM)

```
"BOCONSULT S.p.A. B9-PC FLICKERMETER", "02/09/1986", "02:38"
"MEASUREMENT PARAMETERS"
"Archives file name", "F010A.B9A", "Obs. number", 1, "Channel", "1"
"Archives type", "Short", "Obs. period", 5, "Simulation", "Off"
"d(t)% threshold", 0.0, "Range", "10 %", "Plt window", 12,

"CHANNEL", 1
"Obs. num.", "Date", "Time", "PMAx", "PST", "Sliding PLT"
1, "02/07/1986", "18:56", 0.51045, 0.42155, ""
```

Registro A010 (con STATCOM)

```
"BOCONSULT S.p.A. B9-PC FLICKERMETER", "02/09/1986", "02:38"
"MEASUREMENT PARAMETERS"
"Archives file name", "F010E.B9A", "Obs. number", 1, "Channel", "1"
"Archives type", "Short", "Obs. period", 5, "Simulation", "Off"
"d(t)% threshold", 0.0, "Range", "10 %", "Plt window", 12,

"CHANNEL", 1
"Obs. num.", "Date", "Time", "PMAx", "PST", "Sliding PLT"
1, "02/08/1986", "22:48", 0.24096, 0.25516, ""
```

Registro A011 (sin STATCOM)

```
"BOCONSULT S.p.A. B9-PC FLICKERMETER", "02/09/1986", "02:39"
"MEASUREMENT PARAMETERS"
"Archives file name", "F011A.B9A", "Obs. number", 1, "Channel", "1"
"Archives type", "Short", "Obs. period", 5, "Simulation", "Off"
"d(t)% threshold", 0.0, "Range", "10 %", "Plt window", 12,

"CHANNEL", 1
"Obs. num.", "Date", "Time", "PMAx", "PST", "Sliding PLT"
1, "02/08/1986", "20:58", 7.2607, 1.6432, ""
```

Registro A011 (con STATCOM)

```
"BOCONSULT S.p.A. B9-PC FLICKERMETER", "02/09/1986", "02:39"
"MEASUREMENT PARAMETERS"
"Archives file name", "F011E.B9A", "Obs. number", 1, "Channel", "1"
"Archives type", "Short", "Obs. period", 5, "Simulation", "Off"
"d(t)% threshold", 0.0, "Range", "10 %", "Plt window", 12,

"CHANNEL", 1
"Obs. num.", "Date", "Time", "PMAx", "PST", "Sliding PLT"
1, "02/08/1986", "23:00", 1.6796, 0.73375, ""
```

Registro A012 (sin STATCOM)

```
"BOCONSULT S.p.A. B9-PC FLICKERMETER", "02/09/1986", "02:39"
"MEASUREMENT PARAMETERS"
"Archives file name", "F012A.B9A", "Obs. number", 1, "Channel", "1"
"Archives type", "Short", "Obs. period", 5, "Simulation", "Off"
"d(t)% threshold", 0.0, "Range", "10 %", "Plt window", 12,

"CHANNEL", 1
"Obs. num.", "Date", "Time", "PMAx", "PST", "Sliding PLT"
1, "02/08/1986", "21:21", 3.3753, 1.1121, ""
```

Registro A012 (con STATCOM)

```
"BOCONSULT S.p.A. B9-PC FLICKERMETER", "02/09/1986", "02:40"
"MEASUREMENT PARAMETERS"
"Archives file name", "F012E.B9A", "Obs. number", 1, "Channel", "1"
"Archives type", "Short", "Obs. period", 5, "Simulation", "Off"
"d(t)% threshold", 0.0, "Range", "10 %", "Plt window", 12,

"CHANNEL", 1
"Obs. num.", "Date", "Time", "PMAx", "PST", "Sliding PLT"
1, "02/08/1986", "23:11", 0.31399, 0.30514, ""
```


Registro A013 (sin STATCOM)

```
"BOCONSULT S.p.A. B9-PC FLICKERMETER", "02/09/1986", "02:40"
"MEASUREMENT PARAMETERS"
"Archives file name", "F013A.B9A", "Obs. number", 1, "Channel", "1"
"Archives type", "Short", "Obs. period", 5, "Simulation", "Off"
"d(t)% threshold", 0.0, "Range", "10 %", "Plt window", 12,

"CHANNEL", 1
"Obs. num.", "Date", "Time", "PMA", "PST", "Sliding PLT"
1, "02/08/1986", "21:33", 0.89133, 0.58159, ""
```

Registro A013 (con STATCOM)

```
"BOCONSULT S.p.A. B9-PC FLICKERMETER", "02/09/1986", "02:41"
"MEASUREMENT PARAMETERS"
"Archives file name", "F013E.B9A", "Obs. number", 1, "Channel", "1"
"Archives type", "Short", "Obs. period", 5, "Simulation", "Off"
"d(t)% threshold", 0.0, "Range", "10 %", "Plt window", 12,

"CHANNEL", 1
"Obs. num.", "Date", "Time", "PMA", "PST", "Sliding PLT"
1, "02/08/1986", "23:22", 0.27333, 0.27095, ""
```

Registro A014 (sin STATCOM)

```
"BOCONSULT S.p.A. B9-PC FLICKERMETER", "02/09/1986", "02:41"
"MEASUREMENT PARAMETERS"
"Archives file name", "F014A.B9A", "Obs. number", 1, "Channel", "1"
"Archives type", "Short", "Obs. period", 5, "Simulation", "Off"
"d(t)% threshold", 0.0, "Range", "10 %", "Plt window", 12,

"CHANNEL", 1
"Obs. num.", "Date", "Time", "PMA", "PST", "Sliding PLT"
1, "02/08/1986", "21:44", 10.257, 1.6978, ""
```

Registro A014 (con STATCOM)

```
"BOCONSULT S.p.A. B9-PC FLICKERMETER", "02/09/1986", "02:41"
"MEASUREMENT PARAMETERS"
"Archives file name", "F014E.B9A", "Obs. number", 1, "Channel", "1"
"Archives type", "Short", "Obs. period", 5, "Simulation", "Off"
"d(t)% threshold", 0.0, "Range", "10 %", "Plt window", 12,

"CHANNEL", 1
"Obs. num.", "Date", "Time", "PMA", "PST", "Sliding PLT"
1, "02/08/1986", "23:35", 1.8509, 0.68967, ""
```

En la Tabla XL se presenta a modo de resumen el flicker medido sin y con STATCOM en cada uno de los registros analizados. En la Figura 243 se muestran gráficos del Flicker medido sin y con STATCOM, y en la Figura 244 se grafica el factor de compensación de Flicker en cada una de las condiciones de operación del horno de arco.

Tabla XL. Resultados experimentales de la medición de Flicker.

Registro	P_{st} sin compensador	P_{st} con compensador	Factor de compensación de Flicker (FI)
A001	0.162	0.104	1.56
A002	0.492	0.150	3.28
A006	0.307	0.117	2.62
A008	2.564	0.944	2.72
A009	1.144	0.355	3.22
A010	0.422	0.255	1.65
A011	1.643	0.734	2.24
A012	1.112	0.305	3.65
A013	0.582	0.271	2.15
A014	1.698	0.690	2.46

Figura 243. Medición normalizada de Flicker sin y con STATCOM.

En la Figura 244 se observa que el valor del P_{st} con STATCOM se encuentra en todos los casos por debajo del valor máximo 1 fijado en la normativa Nacional e Internacional.

En aquellos casos importantes, donde el P_{st} es mayor que la unidad, la compensación de Flicker es mayor.

Figura 244. Factor de compensación de Flicker FI.

De la Figura 244 se observa que el factor de compensación de Flicker FI es mayor que el que se puede obtener mediante un SVC ($FI_{\max} = 1.75$). Esta diferencia se manifiesta especialmente en aquellos registros en los cuales el valor del P_{st} es elevado y se encuentra por encima de la unidad.

Es importante tener en cuenta que el factor de compensación de flicker no es constante, dado que en cada etapa de funcionamiento del horno de arco varía las frecuencias de las perturbaciones.

7. 14. Referencias

- [1] H. Akagi, Y. Kanagawa and A. Nabae, "**Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuits**", Int. Conj. Power Electronics, Tokyo 1983.
- [2] H. Akagi, Y. Kanagawa and A. Nabae, "**Instantaneous Reactive Power Compensator Comprising Switching Devices Without Energy Storage Components**". IEEE Trans. Ind. Appl., Vol.IA-20, no. 3, pp. 625. 1984
- [2] H. Akagi et. Al, "**The Theory of Instantaneous Power in Three-Phase Four-wire Systems: A Comprehensive Approach**", Industry Application Conference IAS'99.
- [4] E. H. Watanabe, R. M. Stephan and M. Aredes, "**New Concepts of Instantaneous Active and Reactive Powers in Electrical Systems with Generic Loads**". IEEE Trans. On Power Delivery, Vol. 8 no. 2, pp. 697-703, April 1993.
- [5] I. A. Erinmez. "**Static Synchronous Compensator (STATCOM) for Arc Furnace and Flicker Compensation**". CIGRE Working Group B4.19. Paris, 2003.
- [6] María I. Valla. "**Compensación de Potencia Reactiva y Control de Armónicas**". Laboratorio de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación (LEICI). Departamento de Electrotécnia. Facultad de Ingeniería. Universidad Nacional de La Plata.
- [7] "**STATCOM Modeling for Mitigation of Voltage Fluctuations caused by Electric Arc Furnaces**". J. L. Agüero, F. Issouribehere, P. E. Battaiotto. Proceeding en CD. Código. PESGM2006-000248.PDF.
- [8] "**Modeling and Simulation of a Distribution STATCOM using Simulink's Power System Blockset**". P. Giroux, G. Sybille, H. L. Huy. Pp. 990-994. 0-7803-7108-9/01.
- [9] "**Voltage Flicker Mitigation Using PWM-Based Distribution STATCOM**". J. Sun, D. Czarkowski and Z. Zabar. Pp 616-621. 0-7803-7519-X/02.
- [10] **IEC 61000-3-7**. Electromagnetic Compatibility (EMC). Part 3. Section 7: **Assessment of emission limits for fluctuating loads in MV and HV power systems**.
- [11] Anexo a la Resolución ENRE 99/97. **Base Metodológica para el Control de la Emisión de Perturbaciones. Etapa 2**.
- [12] **IEC 61000-4-15**. Electromagnetic Compatibility (EMC). Part 4. Section 15: **Flickermeter- Functional and Design Specifications**.

8. CONCLUSIONES

En este trabajo se realiza un estudio detallado de la Compatibilidad Electromagnética en los sistemas eléctricos, con el fin de determinar las principales perturbaciones existentes en las redes y sus niveles máximos permitidos, junto con las medidas a adoptar para su mitigación.

Se describe en detalle el funcionamiento del horno de arco eléctrico, considerado una de las cargas perturbadoras más importantes de los sistemas eléctricos. Se realizan ensayos de campo en una acería equipada con un horno de arco eléctrico y se determinan todos los parámetros característicos de la red de alimentación y del horno. Con los parámetros obtenidos se desarrolla un modelo monofásico del horno de arco eléctrico, que resulta especialmente útil para predecir los niveles de potencia activa y reactiva alcanzables en las condiciones de fundición y afino. Dicho modelo pierde su validez en las condiciones de arranque del horno de arco, ya que el horno de arco eléctrico se comporta como una carga desbalanceada, y por lo tanto no puede ser modelado con un equivalente monofásico.

En la acería mencionada se realizan mediciones de armónicas y Flicker con instrumentos normalizados, y se realizan mediciones de tensiones y corrientes trifásicas con un instrumento registrador. Se realizan programas dedicados en MATLAB para procesar las mediciones y obtener los siguientes resultados en las distintas fases de operación del horno de arco:

- Potencias aparente, activa y reactiva.
- Factor de potencia.
- Contenido armónico de la corriente en intervalos de tiempo no normalizados (por ejemplo 10 segundos).
- Contenido armónico de la envolvente de corriente en intervalos de tiempo no normalizados (por ejemplo 10 segundos).
- Característica de operación (P-S).

Como resultado de las mediciones se observa que los niveles de flicker emitidos por el horno de arco eléctrico se encuentran por encima de lo permitido en las Normas nacionales e Internacionales.

Sobre la base de los resultados obtenidos en las etapas anteriores, se investigan y desarrollan propuestas para mitigar las perturbaciones existentes, que consistirán en estructuras de compensación para las perturbaciones en general y para el Flicker en particular.

Se analizan los distintos tipos de compensadores de potencia reactiva y se estudia en detalle el compensador estático STATCOM.

Se estudia e implementa un modelo detallado del sistema de control del STATCOM basado en la teoría d-q con el fin de minimizar las fluctuaciones de tensión en la barra de conexión del horno de arco eléctrico.

Se realiza un modelo completo del STATCOM incluyendo la representación en detalle de los dispositivos semiconductores de potencia y sus circuitos de amortiguamiento y se verifica su funcionamiento con las mediciones realizadas en la acería.

Los resultados obtenidos en las simulaciones se verifican en forma experimental mediante un medidor de Flicker normalizado.

De los resultados obtenidos en las simulaciones y en las verificaciones experimentales se observa un buen desempeño del compensador, en particular muy superior al esperable en un compensador del tipo SVC.

8. 1. Propuestas de trabajos futuros

En relación al trabajo realizado quedan abiertas distintas propuestas de investigación.

La primera de ellas está relacionada con la implementación de un modelo simplificado del inversor con el fin de lograr tiempos de simulación más largos. El objetivo de estas simulaciones es cuantificar la variación de la tensión en la barra de la acería, con el compensador en funcionamiento, a lo largo del proceso completo de obtención de acero.

La segunda de ellas esta relacionada con el diseño de un modelo compuesto por filtros de armónicas y el compensador STATCOM. Los filtros de armónicas deben ser capaces de compensar la potencia reactiva fundamental, quedando para el STATCOM la compensación de las fluctuaciones de la potencia reactiva. Con la implementación de esta solución es posible obtener factores de compensación de Flicker más elevados.

La tercera de ellas está relacionada con la implementación de otro tipo de compensadores como ser filtros activos y UPFC, y el desarrollo del sistema de control basado en la teoría p-q, que es más simple e intuitiva que el control implementado en la teoría d-q.

ANEXO I.

FUNCIONAMIENTO DE LOS INVERSORES DE TRES NIVELES

I. 1. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DE LOS INVERSORES DE TRES NIVELES.

I. 1. 1. Inversores trifásicos de tres niveles con onda cuadrada

Una configuración de inversor trifásico tipo fuente de tensión que recientemente ha resultado de gran importancia es el convertidor NPC (Neutral Point Clamped). Este nombre proviene del hecho de que las tensiones en cada semiconductor de potencia son fijadas por diodos conectados a los distintos niveles de continua. Este inversor, mostrado en la figura AI.1 tiene un punto de tensión nula en el punto medio del enlace de continua, lo que crea la posibilidad de conmutar cada columna del inversor en uno de tres posibles niveles de tensión.

Figura AI-1 Convertidor NPC de tres niveles.

Los mayores beneficios de esta configuración son:

- A pesar de que existe el doble de llaves de potencia que en un convertidor de dos niveles, cada una de las llaves debe bloquear sólo la mitad de la tensión del enlace de continua. Esto mismo ocurre para los seis diodos centrales.

- Si se utilizan semiconductores de potencia de un cierto nivel de tensión, es posible duplicar la tensión del enlace de continua respecto de un inversor de dos niveles y por lo tanto duplicar la capacidad de potencia del convertidor.
- El número de niveles en las tensiones de columna es mayor que en un convertidor trifásico de dos niveles, por lo tanto el contenido armónico de la tensión es menor.
- La eficiencia es alta, porque todos los dispositivos se conmutan a la frecuencia de red.
- Puede controlarse eficientemente el flujo de potencia reactiva.
- Tiene una gran flexibilidad para variar rápidamente la tensión alterna de salida y proveer, en la tensión escalonada de salida, una duración de tensión nula variable permitiendo reducir algunas armónicas específicas.

Las principales desventajas de esta configuración son:

- La necesidad de asegurar el balance de tensión en los dos capacitores conectados en serie que constituyen el enlace de continua. Una solución es conectar cada uno de los capacitores a una fuente de continua propia y aislada (por ejemplo la salida de un puente de diodos alimentado desde el secundario de un transformador). El otro método para balancear la tensión es utilizar un control de tensión realimentado. En este caso es posible ajustar el tiempo en el cual cada columna del inversor permanece conectada al punto central de forma tal de lograr que la corriente promedio en el punto central sea cero.
- A medida que aumenta el tiempo de conducción, aumenta la corriente de tercera armónica que circula por el punto medio del enlace de continua, lo que provoca en los capacitores una tensión de tercera armónica. Para mantener esta tensión armónica dentro de límites aceptables es necesario aumentar el porte de los capacitores respecto de un convertidor de dos niveles.

Este tipo de convertidores ha sido seleccionado como celda constitutiva básica de los compensadores de potencia reactiva tipo STATCOM fabricados por la firma ABB. Dicha firma denomina a este tipo de compensadores SVC Light[®].

Para analizar en detalle el funcionamiento de este tipo de convertidores resulta de fundamental importancia utilizar el concepto de “funciones de conmutación”. Las funciones de conmutación definen el estado de las llaves del convertidor en cada instante de tiempo. En las figuras AI.2 a AI.4 se presentan las funciones de conmutación propuestas para el análisis del funcionamiento del convertidor.

Para ejemplificar el funcionamiento del inversor trifásico de tres niveles, se utilizará como base los parámetros de diseño del inversor utilizado en el desarrollo del modelo del STATCOM.

Figura AI-2 Funciones de conmutación de la columna a. **Figura AI-3** Funciones de conmutación de la columna b.

Figura AI-3 Funciones de conmutación de la columna c.

Las funciones de conmutación sirven para definir nuevas funciones de conmutación compuestas que se aplican sobre el conjunto de las llaves, como se indica en las ecuaciones AI.1 a AI.3

$$p_a = s_{a1} + s_{a2} \quad (\text{AI.1})$$

$$p_b = s_{b1} + s_{b2} \quad (\text{AI.2})$$

$$p_c = s_{c1} + s_{c2} \quad (\text{AI.3})$$

Las tensiones fase-centro de estrella de la carga se definen como:

$$v_{aN} = (s_{a1} + s_{a2}) \frac{U_{cc}}{2} = p_a \frac{U_{cc}}{2} \quad (\text{AI.4})$$

$$v_{bN} = (s_{b1} + s_{b2}) \frac{U_{cc}}{2} = p_b \frac{U_{cc}}{2} \quad (\text{AI.5})$$

$$v_{cN} = (s_{c1} + s_{c2}) \frac{U_{cc}}{2} = p_c \frac{U_{cc}}{2} \quad (\text{AI.6})$$

Las tensiones fase-tierra se definen por:

$$\begin{bmatrix} v_{a0} \\ v_{b0} \\ v_{c0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} + v_{N0} \quad (\text{AI.7})$$

$$v_{N0} = -\frac{1}{3}(v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}) \quad (\text{AI.8})$$

Resulta entonces:

$$\begin{bmatrix} v_{a0} \\ v_{b0} \\ v_{c0} \end{bmatrix} = \frac{U_{cc}}{2} \begin{bmatrix} p_a \\ p_b \\ p_c \end{bmatrix} - \frac{U_{cc}}{6} (p_a + p_b + p_c) \quad (\text{AI.9})$$

Desarrollando la ecuación previa es posible reescribirla como:

$$\begin{bmatrix} v_{a0} \\ v_{b0} \\ v_{c0} \end{bmatrix} = \frac{U_{cc}}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_a \\ p_b \\ p_c \end{bmatrix} \quad (\text{AI.10})$$

Las tensiones entre fases se pueden escribir como:

$$v_{ab} = v_{aN} - v_{bN} = (p_a - p_b) \frac{U_{cc}}{2} \quad (\text{AI.11})$$

$$v_{bc} = v_{bN} - v_{cN} = (p_b - p_c) \frac{U_{cc}}{2} \quad (\text{AI.12})$$

$$v_{ca} = v_{cN} - v_{aN} = (p_c - p_a) \frac{U_{cc}}{2} \quad (\text{AI.13})$$

Estas ecuaciones pueden escribirse en forma matricial como:

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = \frac{U_{cc}}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_a \\ p_b \\ p_c \end{bmatrix} \quad (\text{AI.14})$$

Las tensiones del convertidor, se presentan en la Tabla AI.I.

Tabla AI.I Tensiones del convertidor NPC de tres niveles.

pa	pb	pc	vaN	vbN	vcN	va0	vb0	vc0	vab	vbc	vca
0	0	2	0	0	U_{cc}	$-U_{cc}/3$	$-U_{cc}/3$	$2U_{cc}/3$	0	$-U_{cc}$	U_{cc}
1	0	2	$U_{cc}/2$	0	U_{cc}	0	$-U_{cc}/2$	$U_{cc}/2$	$U_{cc}/2$	$-U_{cc}$	$U_{cc}/2$
2	0	1	U_{cc}	0	U_{cc}	$U_{cc}/3$	$-2U_{cc}/3$	$U_{cc}/3$	U_{cc}	$-U_{cc}$	0
2	0	0	U_{cc}	0	$U_{cc}/2$	$U_{cc}/2$	$-U_{cc}/2$	0	U_{cc}	$-U_{cc}/2$	$-U_{cc}/2$
2	0	0	U_{cc}	0	0	$2U_{cc}/3$	$-U_{cc}/3$	$-U_{cc}/3$	U_{cc}	0	$-U_{cc}$
2	1	0	U_{cc}	$U_{cc}/2$	0	$U_{cc}/2$	0	$-U_{cc}/2$	$U_{cc}/2$	$U_{cc}/2$	$-U_{cc}$
1	2	0	U_{cc}	U_{cc}	0	$U_{cc}/3$	$U_{cc}/3$	$-2U_{cc}/3$	0	U_{cc}	$-U_{cc}$
0	2	0	$U_{cc}/2$	U_{cc}	0	0	$U_{cc}/2$	$-U_{cc}/2$	$-U_{cc}/2$	U_{cc}	$-U_{cc}/2$
0	2	0	0	U_{cc}	0	$-U_{cc}/3$	$2U_{cc}/3$	$-U_{cc}/3$	$-U_{cc}$	U_{cc}	0
0	2	1	0	U_{cc}	$U_{cc}/2$	$-U_{cc}/2$	$U_{cc}/2$	0	$-U_{cc}$	$U_{cc}/2$	$U_{cc}/2$
0	1	2	0	U_{cc}	U_{cc}	$-2U_{cc}/3$	$U_{cc}/3$	$U_{cc}/3$	$-U_{cc}$	0	U_{cc}
0	0	2	0	$U_{cc}/2$	U_{cc}	$-U_{cc}/2$	0	$U_{cc}/2$	$-U_{cc}/2$	$-U_{cc}/2$	U_{cc}

En las figuras AI.4 a AI.6 se muestran las diferentes tensiones mencionadas.

Figura AI-4 Tensiones fase-centro de estrella de la carga.

Figura AI-5 Tensiones fase-tierra.

Figura AI-6 Tensiones entre fases.

De una manera similar a lo expuesto para el cálculo de las tensiones, es posible obtener las corrientes en cada uno de los componentes del convertidor. Para obtener las formas de onda de corriente, se simula el convertidor en el programa MATLAB y se asume que la carga es reactiva pura y se modela como generadores de corriente.

Los tres generadores de corriente se definen como:

$$i_a = I_{\max} \sin(\omega t) \quad (\text{AI.15})$$

$$i_b = I_{\max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{AI.16})$$

$$i_c = I_{\max} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{AI.17})$$

Las corrientes en las llaves pueden expresarse a partir de las funciones de conmutación como:

$$I_{sa1} = s_{a1} * i_a \quad (\text{AI.19})$$

$$I_{sa2} = s_{a2} * i_a \quad (\text{AI.20})$$

Como $s_{a1} \neq s_{a2}$ las corrientes por las llaves no son iguales, es decir una conduce más tiempo que la otra. Este es un parámetro a tener en cuenta en el diseño del convertidor.

Las corrientes en las otras llaves se expresan como:

$$I_{sb1} = s_{b1} * i_b \quad (\text{AI.21})$$

$$I_{sb2} = s_{b2} * i_b \quad (\text{AI.22})$$

$$I_{sc1} = s_{c1} * i_c \quad (\text{AI.23})$$

$$I_{sc2} = s_{c2} * i_c \quad (\text{AI.24})$$

Las corrientes en los diodos pueden expresarse como diferencia de las corrientes en las llaves, por lo tanto:

$$I_{Da} = (s_{a2} - s_{a1}) * i_a \quad (\text{AI.25})$$

$$I_{Db} = (s_{b2} - s_{b1}) * i_b \quad (\text{AI.26})$$

$$I_{Dc} = (s_{c2} - s_{c1}) * i_c \quad (\text{AI.27})$$

En las figuras AI.7 a AI.10 se presentan las formas de onda de las corrientes mencionadas.

Figura AI-7 Corriente en las llaves s_{a1} y s_{a2} .

Figura AI-8 Corriente en las llaves s_{b1} y s_{b2} . **Figura AI-9** Corriente en las llaves s_{c1} y s_{c2} .

Figura AI-10 Corriente en los diodos.

En las figuras AI.11 a AI.13 se muestran la tensión fase-centro de estrella de la carga, corriente de fase y corriente por los diodos en cada una de las tres fases.

Figura AI-11 Tensión y corriente en la fase a.

Figura AI-12 Tensión y corriente en la fase b. **Figura AI-13** Tensión y corriente en la fase c.

En la figura AI.11 se observa que cuando la corriente es negativa y la tensión positiva, resulta un flujo de potencia negativo, y por lo tanto la corriente circula por el diodo D_{a2} hacia los capacitores. Cuando la corriente se hace positiva, la tensión es positiva y el flujo de potencia es positivo, por lo tanto la corriente circula desde los capacitores hacia la carga por el diodo D_{a1} .

Las mismas situaciones se observan en las figuras AI.12 y AI.13.

En los capacitores del enlace de continua, se cumplen las siguientes relaciones:

$$U_{cc} = U_{c1} + U_{c2} \quad (\text{AI.28})$$

Por lo tanto se cumple que:

$$\frac{du_{c1}}{dt} = \frac{i_{c1}}{C_1} = -\frac{du_{c2}}{dt} = \frac{i_{c2}}{C_2} \quad (\text{AI.29})$$

Por lo tanto si $C_1 = C_2$ se cumple que:

$$|i_{c1}| = |i_{c2}| \quad (\text{AI.30})$$

Además se cumple que:

$$i_{c1} = i_{c2} + i_D \quad (\text{AI.31})$$

$$\text{Con } i_D = i_{da} + i_{db} + i_{dc} \quad (\text{AI.32})$$

Por lo tanto, las corrientes en los capacitores pueden expresarse como:

$$i_{c1} = s_{a1} * i_a + s_{b1} * i_b + s_{c1} * i_c \quad (\text{AI.33})$$

$$i_{c2} = s_{a2} * i_a + s_{b2} * i_b + s_{c2} * i_c \quad (\text{AI.34})$$

Las formas de onda de las corrientes en los capacitores se muestran en las figuras AI.14 y AI.15.

Para que exista el Balance de tensión en los capacitores, la suma de las corrientes a lo largo del ciclo debe ser cero. Es decir debe cumplirse:

$$\int_T i_{c1} dt = \int_T i_{c2} dt = \int_T i_D dt = 0 \quad (\text{AI.35})$$

En el caso de manejar potencia sólo potencia reactiva, se cumple que:

$$i_{Da1} = -i_{Da2} \quad (\text{AI.36})$$

$$i_{Db1} = -i_{Db2} \quad (\text{AI.37})$$

$$i_{Dc1} = -i_{Dc2} \quad (\text{AI.38})$$

Por lo tanto la suma a lo largo de un ciclo da cero.

Si se desea manejar potencia activa, los capacitores deben poseer un método de carga auxiliar. Se ha demostrado que el balance de tensión puede mantenerse mediante la utilización de estados redundantes, es decir pares de estados en los cuales la corriente se direcciona desde o hacia los capacitores. Sin embargo el balance de tensión se pierde cuando el índice de modulación se aproxima a la unidad ya que no existe tiempo suficiente para usar estados redundantes y mantener el balance de tensión.

Figura AI-14 Corriente en el capacitor C_1 . **Figura AI-15** Corriente en el capacitor C_2 .

I. 1. 1. 1. Armónicas en la tensión del convertidor de tres niveles.

De acuerdo a lo resultados presentados para la tensión de línea del convertidor de tres niveles, el contenido armónico de la tensión de línea puede expresarse como:

$$v_{ab} = \frac{2U_{CC}}{\pi n} \left[\sum_{n=1,3,5,7,\dots} \sin\left(\frac{n\alpha}{2}\right) \sin(n\omega t) + \sum_{n=1,3,5,7,\dots} \sin\left(\frac{n\beta}{2}\right) \sin(n\omega t) \right] \quad (\text{AI.39})$$

Donde:

α : Es el intervalo de conducción de las llaves s_{a1} , s_{b1} y s_{c1} .

β : Es el intervalo de conducción de las llaves s_{a2} , s_{b2} y s_{c2} .

$\gamma = \frac{\alpha + \beta}{2}$: Es el desfase de las funciones de conmutación entre columnas. En los convertidores trifásicos es siempre $\gamma = 120^\circ$.

Si se varía adecuadamente α y β se puede minimizar el contenido armónico.

I. 1. 2. Dimensionamiento de los capacitores del bus de continua.

Para el correcto dimensionamiento de los capacitores del bus de continua es necesaria la aplicación de la teoría de la potencia instantánea o teoría p-q. De acuerdo con la teoría de la potencia instantánea, es posible transformar las tensiones de un sistema trifásico a un nuevo marco de referencia mediante la transformación (a-b-c) a (α - β -0). Esta transformación se conoce también como transformada p-q porque tiene amplia utilización en el cálculo de los diversos componentes de la potencia activa y reactiva en los filtros activos.

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{AI.40})$$

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{AI.41})$$

Luego se calcula la potencia real instantánea y la potencia imaginaria instantánea como:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{AI.42})$$

La aplicación de la transformada p-q al inversor estudiado resulta en las formas de onda de la figura AI.16.

Para estos cálculos se utilizará el valor de la tensión de continua que surge de la condición de operación con modulación PWM del convertidor.

El inversor operará a una frecuencia de conmutación de 1050 Hz, con una estrategia de conmutación que se describirá en este Anexo. Se desea que entregue una tensión de línea de 13.2 kV eficaces, y que opere con un índice de modulación de $m = 0.9$. Se vinculará a la red con un transformador de acoplamiento de relación 13.2/1 kV con configuración Y- Δ . Por lo tanto es posible calcular la tensión del capacitor de continua como:

$$U_{cc} = \frac{U_{linea} \cdot \sqrt{2}}{m \cdot n \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}} = \frac{13200 \cdot \sqrt{2}}{0.9 \cdot 13.2 \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}} \cong 1800V \quad (AI.43)$$

Donde:

$n = 13.2$ es la relación de transformación del transformador de acoplamiento que vincula al inversor con la red.

$m = 0.9$ es el índice de modulación

$U_{linea} = 13.2$ kV es la tensión de alterna que se desea generar

Se define además un valor de ripple de tensión deseado de $\varepsilon = 1\%$.

Figura AI-16 Potencia activa y reactiva instantánea.

El porte del capacitor puede ser calculado de acuerdo con la cantidad de energía en un semiciclo positivo de la potencia activa instantánea, es decir:

$$\Delta E = \int_{t1}^{t2} p(t)dt = \frac{1}{2}CU_{cc1}^2 - \frac{1}{2}CU_{cc2}^2 = \frac{C}{2}(U_{cc1} + U_{cc2})(U_{cc1} - U_{cc2}) \quad (AI.44)$$

Definiendo: $U_{cc0} = \frac{U_{cc1} + U_{cc2}}{2}$ y $\Delta U_{cc} = U_{cc1} - U_{cc2}$ resulta:

$$\Delta E = C * U_{cc0}^2 \frac{\Delta U_{cc}}{U_{cc0}} \quad (\text{AI.45})$$

Definiendo el ripple de tensión como: $\varepsilon = \frac{\Delta U_{cc}}{U_{cc0}}$ resulta:

$$\Delta E = C * U_{cc0}^2 \varepsilon \quad (\text{AI.46})$$

Por lo tanto, definido el ripple de tensión deseado y el nivel de tensión continua en los capacitores, y calculado a partir de la potencia instantánea el valor de la energía en un semiciclo positivo es posible obtener el valor del capacitor como:

$$C = \frac{\Delta E}{U_{cc0}^2 \varepsilon} \quad (\text{AI.47})$$

$$\Delta E = 300 \text{ J}$$

$$C = C_1 + C_2 = 9100 \mu\text{F}.$$

Por lo tanto se seleccionan dos capacitores de $C_1 = C_2 = 5000 \mu\text{F}$.

I. 1. 3. Alternativas de PWM en convertidores multinivel con enclavamiento por diodos

Los métodos de PWM utilizados para convertidores trifásicos de 2 niveles pueden extenderse al caso de inversores de tres o más niveles. Pueden utilizarse varios tipos de portadoras, sin embargo, como la cancelación de armónicas es siempre superior cuando se utiliza una portadora triangular, se desarrolla en detalle este único caso.

La modulación puede ser fácilmente implementada aumentando el número de portadoras triangulares a $L-1$ donde L es el número de niveles de tensión que conforman el enlace de continua. Éstas portadoras se agrupan de forma tal de ocupar bandas contiguas en el rango $-(L-1)U_{cc}/4$ a $(L-1)U_{cc}/4$. Se compara entonces una única señal de referencia sinusoidal con este conjunto de portadoras para determinar el nivel de tensión a ser obtenido.

Existen tres alternativas de PWM con diferentes relaciones de fase entre las portadoras:

- **Disposición con oposición de fase alternada (APOD)**, donde las portadoras en las bandas adyacentes se encuentran desfasadas 180° .
- **Disposición con oposición de fase (POD)**, donde las portadoras por encima del punto de referencia cero se encuentran desfasadas 180° de las que se encuentran por debajo.
- **Disposición en fase (PD)**, donde todas las portadoras se encuentran en fase.

En un convertidor de tres niveles, existen sólo dos portadoras posibles, y por lo tanto los métodos **APOD** y **POD** son iguales. La estrategia con **PD** es que la proporciona menor distorsión en la tensión de línea.

I. 1. 3. 1. Modulación PWM con muestreo natural y disposición en fase (PD).

El mejor método para la determinación de las armónicas de la modulación PWM es utilizar la transformada doble de Fourier.

El proceso de análisis asume la existencia de dos variables temporales:

$x(t) = \omega_c t$ Donde $\omega_c t = 2\pi f_c$ es la frecuencia angular de la portadora

$y(t) = \omega_0 t$ Donde $\omega_0 t = 2\pi f_0$ es la frecuencia angular de la fundamental

Estas variables $x(t)$ e $y(t)$ representan la variación temporal de la portadora de alta frecuencia y de la modulante de baja frecuencia.

El desarrollo en serie doble de Fourier toma la forma:

$$f(t) = \frac{A_{00}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [A_{0n} \cos(n\omega_0 t) + B_{0n} \sin(n\omega_0 t)] + \sum_{m=1}^{\infty} [A_{m0} \cos(m\omega_c t) + B_{m0} \sin(m\omega_c t)] + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} [A_{mn} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) + B_{mn} \sin(m\omega_c t + n\omega_0 t)] \quad (\text{AI.48})$$

Los coeficientes de la serie de Fourier pueden calcularse como:

$$C_{mn} = A_{mn} + jB_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) e^{j(mx+ny)} dx dy \quad (\text{AI.49})$$

Donde $x = \omega_c t$ e $y = \omega_0 t$.

Para obtener los coeficientes del desarrollo en serie de Fourier debe definirse adecuadamente la función $f(x, y)$ en el plano x - y . En un inversor multinivel, los valores que la función $f(x, y)$ puede tomar están determinados por el número de niveles del convertidor. En la modulación de dos niveles, los niveles disponibles son $U_{cc}/2$ y $-U_{cc}/2$. En un inversor de tres niveles, los niveles disponibles son $U_{cc}/2$, 0 y $-U_{cc}/2$. las fronteras entre niveles estarán determinadas por las reglas de modulación a utilizar.

Las reglas de modulación para la técnica PD y cuando el número de niveles es $N = 3$ son:

- Las $N-1 = 2$ portadoras se disponen de forma tal de estar en fase.
- El convertidor se conmuta a $U_{cc}/2$ cuando la referencia es mayor que ambas portadoras.
- El convertidor se conmuta a 0 cuando la referencia es mayor que la portadora inferior, pero menor que la portadora superior.
- El convertidor se conmuta a $-U_{cc}/2$ cuando la referencia es menor que ambas portadoras.

En la figura AI.17 se muestra la señal de referencia utilizada para el caso de muestreo natural. En la figura AI.18 se muestra la portadora en el espacio de frecuencia normalizado.

Figura AI-17 Señal de referencia para PWM con muestreo natural.

Figura AI-18 Señales portadoras para modulación PD.

En la Tabla AI.I se definen los valores de $f(x,y)$ y los límites de integración basados en las reglas de modulación impuestas para las distintas regiones de x durante un ciclo completo de portadora.

En la figura AI.19 se muestran los diagramas de contorno para la función $f(x,y)$ durante un ciclo completo de x e y sobre la base de las definiciones dadas en la Tabla AI.I.

Tabla AI-I. Funciones de conmutación y límites de integración para modulación PD

$f(x,y)$	$-\pi \leq x \leq 0$	$0 < x \leq \pi$
$U_{cc}/2$	$M \cos(y) < -x/\pi$	$M \cos(y) > x/\pi$
0	$-1 - x/\pi < M \cos(y) < -x/\pi$	$1 + x/\pi < M \cos(y) < x/\pi$
$-U_{cc}/2$	$M \cos(y) < -1 - x/\pi$	$M \cos(y) < -1 + x/\pi$

Figura AI-19 Diagramas de contorno de la señal $f(x,y)$ para modulación PD.

De la figura AI.19 y de la Tabla AI.I pueden definirse los valores de la función $f(x,y)$ y los límites de integración para la integral que define los coeficientes de la serie doble de Fourier.

$$C_{mn} = \frac{U_{cc}}{4\pi^2} \left[\int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \int_{-\pi M \cos y}^{\pi M \cos y} e^{j(mx+ny)} dx dy - \int_{-\pi}^{\frac{\pi}{2}} \left\{ \int_{-\pi}^{-\pi(1+M \cos y)} e^{j(mx+ny)} dx + \int_{\pi(1+M \cos y)}^{\pi} e^{j(mx+ny)} dx \right\} dy \right. \\ \left. - \int_{\frac{\pi}{2}}^{\pi} \left\{ \int_{-\pi}^{-\pi(1+M \cos y)} e^{j(mx+ny)} dx + \int_{\pi(1+M \cos y)}^{\pi} e^{j(mx+ny)} dx \right\} dy \right] \quad (\text{AI.50})$$

Esta ecuación puede escribirse en forma simplificada como:

$$C_{mn} = \frac{U_{cc}}{4\pi^2} \left[\int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \int_{-\pi M \cos y}^{\pi M \cos y} e^{j(mx+ny)} dx dy + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{3\pi}{2}} \int_{\frac{\pi}{2} \pi(1-M \cos y)}^{\frac{3\pi}{2} \pi(1+M \cos y)} e^{j(mx+ny)} dx dy \right] \quad (\text{AI.51})$$

El contenido armónico completo de la tensión de la columna a del convertidor de tres niveles se obtiene mediante la solución de esta integral y de su aplicación para el cálculo de los coeficientes de la serie de Fourier. Los resultados se presentan en [1] y se reproducen a continuación:

$$\begin{aligned}
 v_{a0}(t) = & \frac{U_{cc}}{2} M \cos(\omega_0 t) + \frac{4U_{cc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m-1} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{J_{2k-1}([2m-1]\pi M)}{[2k-1]} \cos([2m-1]\omega_c t) \\
 & + \frac{U_{cc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{2n+1}(2m\pi M) \cos(n\pi) \cos(2m\omega_c t + [2n+1]\omega_0 t) \\
 & + \frac{4U_{cc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m-1} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{J_{2k-1}([2m-1]\pi M)[2k-1] \cos(n\pi)}{[2k-1+2n][2k-1-2n]} \cos([2m-1]\omega_c t + 2n\omega_0 t)
 \end{aligned} \quad (AI.52)$$

La tensión de línea puede obtenerse haciendo:

$$v_{ab}(t) = v_{a0}(t) - v_{b0}(t) \quad (AI.53)$$

Donde $v_{b0}(t)$ se obtiene utilizando la expresión de $v_{a0}(t)$ pero con una fase de $\theta_0 = 2\pi/3$.

En las figuras AI.20 y AI.21 se muestran los resultados obtenidos para el espectro de la tensión fase-tierra y la tensión de línea en un convertidor de tres niveles, y modulación PD. En ambos casos se utiliza un índice de modulación $M = 0.8$ y una relación $f_c/f_0 = 21$.

Figura AI-20 Espectro de la tensión fase-tierra.

Figura AI-21 Espectro de la tensión de línea.

I. 1. 3. 2. Modulación PWM con muestreo natural y Disposición con oposición de fase alternada (APOD) o Disposición con oposición de fase (POD).

En el caso de POD todas las portadoras por encima de cero se encuentran en fase y a la vez se encuentran desfasadas con todas las portadoras que se encuentran por debajo de cero. En el caso APOD, cada portadora se encuentra desfasada 180° respecto de su vecina. Es claro que cuando se habla de un convertidor de tres niveles existen sólo dos portadoras, y por lo tanto ambos casos coinciden.

En la figura AI.22 se muestran las portadoras utilizadas en este caso. Combinando esta forma de onda de portadora en el eje x y la señal de referencia mostrada en la figura AI.18 en el eje y se pueden generar las condiciones de conmutación presentadas en la Tabla AI.2. Los diagramas de contorno en el plano x-y se muestran en la figura AI.23.

Figura AI-22 Señales portadoras para modulación POD o APOD.

Figura AI-23 Diagramas de contorno de la señal $f(x,y)$ para modulación POD o APOD.

Tabla AI-II. Funciones de conmutación y límites de integración para modulación POD o APOD

$f(x,y)$	$-\pi \leq x \leq 0$	$0 < x \leq \pi$
$U_{cc}/2$	$M\cos(y) < -x/\pi$	$M\cos(y) > x/\pi$
0	$x/\pi < M\cos(y) < -x/\pi$	$-x/\pi < M\cos(y) < x/\pi$
$-U_{cc}/2$	$M\cos(y) < x/\pi$	$M\cos(y) < -x/\pi$

Con las definiciones de $f(x,y)$ presentadas en la Tabla AI.2 los coeficientes de Fourier pueden calcularse como:

$$C_{mn} = \frac{U_{cc}}{4\pi^2} \left[\int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \int_{-\pi M \cos y}^{\pi M \cos y} e^{j(mx+ny)} dx dy - \int_{-\pi}^{-\frac{\pi}{2}} \int_{\pi M \cos y}^{\pi M \cos y} e^{j(mx+ny)} dx dy - \int_{\frac{\pi}{2}}^{\pi} \int_{-\pi M \cos y}^{\pi M \cos y} e^{j(mx+ny)} dx dy \right] \quad (AI.54)$$

El contenido armónico completo para un convertidor de tres niveles con modulación POD o APOD se presenta en [1], y esta dado por:

$$v_{a0}(t) = \frac{U_{cc}}{2} M \cos(\omega_0 t) + \frac{U_{cc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} J_{2n+1}(m\pi M) \cos(n\pi) \cos(m\omega_c t + [2n+1]\omega_0 t) \quad (AI.55)$$

En las figuras AI.24 y AI.25 se muestran los resultados obtenidos para el espectro de la tensión fase-tierra y la tensión de línea en un convertidor de tres niveles, y modulación POD o APOD. En ambos casos se utiliza un índice de modulación $M = 0.8$ y una relación $f_c/f_0 = 21$.

Figura AI-24 Espectro de la tensión fase-tierra.

Figura AI-25 Espectro de la tensión de línea.

Si se comparan los resultados obtenidos en la modulación PD respecto de los de la modulación POD o APOD es posible obtener las siguientes conclusiones.

- La modulación **POD** o **APOD** no produce una armónica en el primer múltiplo de la frecuencia portadora.
- El valor de la distorsión de la tensión de línea es superior en la modulación **POD** o **APOD** respecto de la modulación **PD**.

I. 1. 4. Referencias

- [1] “Pulse With Modulation for Power Converters”. D. G. Holmes, T. A. Lipo. IEEE Press. Año 2003. ISBN: 0-471-20814-0.

ANEXO II.

TRANSFERENCIA DE POTENCIA ENTRE CARGAS ACTIVAS

II. 1. TRANSFERENCIA DE POTENCIA ENTRE CARGAS ACTIVAS

Se examinarán los factores de influencia en la transferencia de potencia activa y reactiva entre dos fuentes conectadas a través de una reactancia inductiva, como se muestra en la figura AII-1.

Figura AII-1 Transferencia de potencia entre dos generadores.

Este sistema es representativo de dos secciones de un sistema de potencia interconectadas por un sistema de transmisión, con transferencia de potencia de una sección a otra.

Se considera una reactancia puramente inductiva interconectando las dos fuentes. Esto es debido a que las impedancias que representan a las líneas de transmisión, a los transformadores y a los generadores son predominantemente inductivas. El análisis de la transmisión de potencia activa y reactiva a través de una reactancia inductiva da una visión útil de las características de un sistema de potencia.

Teniendo en cuenta la figura AII.1 la potencia compleja en el recibo es de:

$$S_r = P_r + jQ_r = E_r I^* = E_r \left[\frac{E_s - E_r}{jX} \right]^* \quad (\text{AII-1})$$

$$S_r = E_r \left[\frac{E_s \cos \delta + jE_s \sin \delta - E_r}{jX} \right]^* \quad (\text{AII-2})$$

Por lo tanto:

$$P_r = \frac{E_s E_r}{X} \sin \delta \quad (\text{AII-3})$$

$$Q_r = \frac{E_s E_r \cos \delta - E_r^2}{X} \quad (\text{AII-4})$$

Similarmente:

$$P_s = \frac{E_s E_r}{X} \sin \delta \quad (\text{AII-5})$$

$$Q_s = \frac{E_s^2 - E_s E_r \cos \delta}{X} \quad (\text{AII-6})$$

Estas ecuaciones describen la forma en la cual se transmiten la potencia reactiva y la potencia activa en una red. Se examinará ahora la dependencia de las potencias activa y reactiva con las tensiones en las fuentes y los diferentes valores del ángulo de potencia.

a) Condición en que $\delta = 0$

Para el caso en que $\delta = 0$ resulta:

$$P_r = P_s = 0 \quad (\text{AII-7})$$

$$Q_r = \frac{E_r(E_s - E_r)}{X} \quad (\text{AII-8})$$

$$Q_s = \frac{E_s(E_s - E_r)}{X} \quad (\text{AII-9})$$

La potencia activa transferida es ahora cero.

Con $E_s > E_r$, Q_s y Q_r son positivos, esto es, la potencia reactiva es transferida desde la fuente E_s a la fuente E_r .

Con $E_s < E_r$, Q_s y Q_r son negativos, esto es, la potencia reactiva es transferida desde la fuente E_r a la fuente E_s .

En la figura AII-2 se muestran los diagramas fasoriales para ambos casos.

Figura AII-2 Diagrama fasorial para $\delta = 0$.

Una forma alternativa de interpretar los resultados obtenidos es:

- La transmisión de corriente en retraso a través de una inductancia causa una caída de tensión en la fuente E_r .
- La transmisión de corriente en adelanto a través de una inductancia causa un aumento de la tensión en la fuente E_r .

En cada caso se cumple:

$$Q_s - Q_r = \frac{(E_s - E_r)^2}{X} = XI^2 \quad (\text{AII-10})$$

Por lo tanto, la potencia reactiva consumida por X es XI^2 .

b) Condición en que $E_s = E_r$, pero $\delta \neq 0$

De las ecuaciones, se tiene:

$$P_r = P_s = \frac{E^2}{X} \sin \delta \quad (\text{AII-11})$$

$$Q_s = -Q_r = \frac{E^2}{X} (1 - \cos \delta) = \frac{1}{2} XI^2 \quad (\text{AII-12})$$

Con $\delta > 0$, P_s y P_r son positivos, esto es, la potencia activa fluye desde la fuente E_s a la fuente E_r . Con $\delta < 0$, se invierte la dirección del flujo de potencia activa. En ambos casos no hay potencia reactiva transferida desde un extremo al otro. Cada fuente proporciona la mitad de los XI^2 consumidos por la reactancia X. El correspondiente diagrama fasorial se muestra en la figura AII-3.

Figura AII-3. Diagrama fasorial para $E_s = E_r$.

Si la corriente I está en fase con E_r (en factor de potencia en el nodo E_r es unitario), el diagrama fasorial es el que se muestra en la figura AII-4. En este caso, la magnitud de E_s es levemente mayor que E_r . El nodo E_s provee todo el XI^2 consumido por X.

Figura AII-4. Diagrama fasorial con I en fase con E_r .

Se observa que la potencia activa transferida (P_r) es función de las magnitudes de las tensiones y del ángulo δ . Sin embargo, para la operación satisfactoria del sistema de potencia, las magnitudes de las tensiones no pueden apartarse mucho de sus valores nominales. Por lo tanto, el control de la transferencia de potencia activa se realiza a través de variaciones en el ángulo δ .

c) Condición en que $E_s \neq E_r$, y $\delta \neq 0$

El valor de la corriente I es:

$$I = \frac{E_s \cos \delta + jE_s \sin \delta - E_r}{jX} \quad (\text{AII-13})$$

En función de las ecuaciones se obtiene:

$$Q_s - Q_r = \frac{E_s^2 + E_r^2 - 2E_s E_r \cos \delta}{X} = \frac{(XI)^2}{X} = XI^2 \quad (\text{AII-14})$$

Si se considera además de la reactancia inductiva X , se considera la resistencia R de la red resulta:

$$Q_{\text{loss}} = XI^2 = X \frac{P_r^2 + Q_r^2}{E_r^2} \quad (\text{AII-15})$$

$$P_{\text{loss}} = RI^2 = R \frac{P_r^2 + Q_r^2}{E_r^2} \quad (\text{AII-16})$$

Se observa que la potencia reactiva absorbida por la reactancia X es XI^2 en todas las condiciones. Como se observa de estas dos últimas ecuaciones, un aumento en la transmisión de la potencia reactiva aumenta las pérdidas activas y reactivas. Esto tiene un gran impacto en la eficiencia de la transmisión de potencia y la regulación de tensión.

Del análisis realizado, pueden extraerse las siguientes conclusiones:

- La potencia activa depende principalmente del ángulo en el cual la fuente E_s adelanta a la fuente E_r .
- La potencia reactiva depende principalmente en las magnitudes de las tensiones. Se transmite desde el lado con mayor magnitud de tensión al lado con menor magnitud de tensión.
- La potencia reactiva no puede transmitirse a través de grandes distancias, ya que esto requeriría un gran gradiente de tensión.
- Un aumento de potencia reactiva causa un incremento en las pérdidas activas y reactivas.

Se ha considerado en los casos previos un modelo simple. Sin embargo las conclusiones generales son aplicables a cualquier sistema práctico. De hecho, las características básicas de la transmisión de corriente alterna, reflejadas en las conclusiones mencionadas, tienen un efecto fundamental en la forma de operar y controlar un sistema de potencia.

II. 1. 1. Referencias

- [1] “Power System Stability and Control”. Prabha Kundur. McGraw-Hill. ISBN:007035958X.

ANEXO III.

PROGRAMAS DE PROCESAMIENTO DE LAS MEDICIONES REALIZADAS EN LA ACERIA

III. 1. PROGRAMAS DE PROCESAMIENTO DE LAS MEDICIONES REALIZADAS EN LA ACERÍA

III. 1. 1. Programa para calcular la potencia activa reactiva y aparente, el factor de potencia y la curva característica de operación del horno de arco eléctrico

```

%%% El procesamiento realizado por este programa se basa en las mediciones de las
%%% tres tensiones de fase y de las tres corrientes de fase que alimentan al horno.

clear all
pack
clc
clf

load C:\Actividades\Angeletti\Hioki2\ANGEL009.mat

%%% Se deben leer las variables del registrador HIOKI y convertirlas al workspace de
MATLAB

M = 19;          %%%% Ancho en muestras de la ventana deslizando
fs = 2000;       %%%% Frecuencia de muestreo [Hz]
Ts = 1/fs;       %%%% Periodo de muestreo
offset = 5;      %%%% Offset temporal del registro
P = 2.5;         %%%% Tamaño del registro que define la resolución
Long = 1;        %%%% Variable que define la longitud del registro
lr = ((length(chn1)-Long)*1/fs)*(1/P); %%%% Longitud del registro a graficar

t = time + offset; %%%% Corrección del offset de tiempo

L1 = length(chn1)-Long; %%%% Longitud en muestras del registro del canal 1
L2 = length(chn2)-Long; %%%% Longitud en muestras del registro del canal 2
L3 = length(chn3)-Long; %%%% Longitud en muestras del registro del canal 3
L4 = length(chn4)-Long; %%%% Longitud en muestras del registro del canal 4
L5 = length(chn5)-Long; %%%% Longitud en muestras del registro del canal 3
L6 = length(chn6)-Long; %%%% Longitud en muestras del registro del canal 4
L7 = length(t)-Long;

if ((L1 == L2) & (L1 == L3) & (L1 == L4) & (L1 == L5) & (L2 == L6) & (L1 == L7))
disp('registro OK');
end

vr = (1/sqrt(2))*chn1(1:(L1/P)); %%%% Registro de la tensión en la fase r
vs = (1/sqrt(2))*chn2(1:(L1/P)); %%%% Registro de la tensión en la fase s
vt = (1/sqrt(2))*chn3(1:(L1/P)); %%%% Registro de la tensión en la fase t
ir = -(1/sqrt(2))*chn4(1:(L1/P)); %%%% Registro de la corriente en la fase r
is = (1/sqrt(2))*chn5(1:(L1/P)); %%%% Registro de la corriente en la fase s
it = (1/sqrt(2))*chn6(1:(L1/P)); %%%% Registro de la corriente en la fase t
t = t(1:(L1/P)); %%%% Registro del tiempo

```

```

%%% Calculo de la caracteristica ideal de un Horno de Arco %%%
U = 13200;
Xred = 0.932;
Xtrafo = 29.74;
pi = 3.14159265358979;

R = [0.1:1:2001.1];

for w = 1:1:2000

moduloIh(w) = (1/sqrt(3))*(U/(sqrt((Xred + Xtrafo)^2 + (R(w))^2)));

fih(w) = (180/pi)*atan(Xtrafo/R(w));

Sh(w) = sqrt(3)*U*moduloIh(w);
Ph(w) = sqrt(3)*U*moduloIh(w)*cos((fih(w))*(pi/180));
Qh(w) = sqrt(3)*U*moduloIh(w)*sin((fih(w))*(pi/180));

cosfih(w) = Ph(w)/Sh(w);

end

%%% Programa que retrasa 90 grados la corriente para calcular la potencia reactiva.

for i = 10:1:length(ir)
irr(i) = ir(i-9);
end
irr(1) = irr(41);
irr(2) = irr(42);
irr(3) = irr(43);
irr(4) = irr(44);
irr(5) = irr(45);
irr(6) = irr(46);
irr(7) = irr(47);
irr(8) = irr(48);
irr(9) = irr(49);

for n = 10:1:length(is)
isr(n) = is(n-9);
end
isr(1) = isr(41);
isr(2) = isr(42);
isr(3) = isr(43);
isr(4) = isr(44);
isr(5) = isr(45);
isr(6) = isr(46);
isr(7) = isr(47);
isr(8) = isr(48);
isr(9) = isr(49);

for k = 10:1:length(it)
itr(k) = it(k-9);
end
itr(1) = itr(41);
itr(2) = itr(42);

```

```

itr(3) = itr(43);
itr(4) = itr(44);
itr(5) = itr(45);
itr(6) = itr(46);
itr(7) = itr(47);
itr(8) = itr(48);
itr(9) = itr(49);

```

%% Se arma una ventana deslizante de dos ciclos (80 muestras) con las tensiones y corrientes activas y reactivas. El propósito de esta ventana deslizante es el de calcular las potencias y el factor de potencia cada 40 ms %%%%%%%%%

```
final = (2*(lr/40e-3)-2);
```

```
for Ni = 0:2:final
```

```

N0 = 1;
Nf = Ni+2;
M = Ni/2;

```

```

ir1 = ir(Ni*40 + N0:Nf*40);
vr1 = vr(Ni*40 + N0:Nf*40);

```

```

is1 = is(Ni*40 + N0:Nf*40);
vs1 = vs(Ni*40 + N0:Nf*40);

```

```

it1 = it(Ni*40 + N0:Nf*40);
vt1 = vt(Ni*40 + N0:Nf*40);

```

```

irr1 = irr(Ni*40 + N0:Nf*40)';
isr1 = isr(Ni*40 + N0:Nf*40)';
itr1 = itr(Ni*40 + N0:Nf*40)';

```

```
t1 = t(Ni*40 + N0:Nf*40);
```

```
paso = [0:40e-3:40e-3*M];
```

%%% Se calcula la FFT de la corriente del canal 1 %%%%%%%%%

```
X = fft(ir1);
```

```

Nxpts = fix((length(X)+1)/2);      %% Numero de puntos de la FFT
X = X(1:Nxpts);                    %% Se extraen solo las frecuencias de interes
X_abs = abs(X);                     %% Se toma el valor absoluto
X_fase = (180/pi)*(angle(X)) + 90;  %% Se calcula la fase
X_abs = X_abs*2;                    %% Se tiene en cuenta el efecto de la segunda parte
X_abs(1) = X_abs(1)/2;              %% La componente de continua no debe alterarse
X_abs(length(X_abs)) = X_abs(length(X_abs))/2;
X_abs = X_abs/length(ir1);          %% Se ajusta la amplitud de la FFT debido al muestreo
fx = (0:Nxpts-1)*fs/length(ir1);    %% Se escala el valor de la frecuencia

```

%%% Se calcula la FFT de la corriente del canal 2 %%%%%%%%%

```
Y = fft(is1);
```

```
Nypts = fix((length(Y)+1)/2);      %% Numero de puntos de la FFT
```

```

Y = Y(1:Nypts);          %%% Se extraen solo las frecuencias de interes
Y_abs = abs(Y);          %%% Se toma el valor absoluto
Y_fase = (180/pi)*(angle(Y)) + 90;    %%% Se calcula la fase
Y_abs = Y_abs*2;         %%% Se tiene en cuenta el efecto de la segunda parte
Y_abs(1) = Y_abs(1)/2;    %%% La componente de continua no debe alterarse
Y_abs(length(Y_abs)) = Y_abs(length(Y_abs))/2;
Y_abs = Y_abs/length(is1); %%% Se ajusta la amplitud de la FFT debido al muestreo
fy = (0:Nypts-1)*fs/length(is1); %%% Se escala el valor de la frecuencia

%% Se calcula la FFT de la corriente del canal 3 %%%%%%%%%%%%%%%

Z = fft(it1);

Nzpts = fix((length(Z)+1)/2); %%% Numero de puntos de la FFT
Z = Z(1:Nzpts); %%% Se extraen solo las frecuencias de interes
Z_abs = abs(Z); %%% Se toma el valor absoluto
Z_fase = (180/pi)*(angle(Z)) + 90; %%% Se calcula la fase
Z_abs = Z_abs*2; %%% Se tiene en cuenta el efecto de la segunda parte
Z_abs(1) = Z_abs(1)/2; %%% La componente de continua no debe alterarse
Z_abs(length(Z_abs)) = Z_abs(length(Z_abs))/2;
Z_abs = Z_abs/length(it1); %%% Se ajusta la amplitud de la FFT debido al muestreo
fz = (0:Nzpts-1)*fs/length(it1); %%% Se escala el valor de la frecuencia

%% Calculo del modulo y fase de la corriente de 50 Hz %%%%%%%%%%%%%%%

moduloIrl(M+1) = X_abs(3);
faseIrl(M+1) = X_fase(3);
moduloIsl(M+1) = Y_abs(3);
faseIsl(M+1) = Y_fase(3);
moduloItl(M+1) = Z_abs(3);
faseItl(M+1) = Z_fase(3);

%% Calculo de las Potencias Activas %%%%%%%%%%%%%%%

Pr(M+1) = (2)*(1/length(irl))*(sum(vr1.*irl));
Ps(M+1) = (2)*(1/length(isl))*(sum(vs1.*isl));
Pt(M+1) = (2)*(1/length(itl))*(sum(vt1.*itl));
Ptotal(M+1) = Pr(M+1) + Ps(M+1) + Pt(M+1);

%% Calculo de las Potencias Reactivas %%%%%%%%%%%%%%%

Qr(M+1) = (2)*(1/length(irr1))*(sum(vr1.*irr1));
Qs(M+1) = (2)*(1/length(isr1))*(sum(vs1.*isr1));
Qt(M+1) = (2)*(1/length(itr1))*(sum(vt1.*itr1));
Qtotal(M+1) = abs(Qr(M+1) + Qs(M+1) + Qt(M+1));

%% Calculo de las Potencias Aparentes %%%%%%%%%%%%%%%

Stotal(M+1) = sqrt((Ptotal(M+1)^2 + Qtotal(M+1)^2));
tanfi(M+1) = Qtotal(M+1)/Ptotal(M+1);
fil(M+1) = atan(tanfi(M+1))*(180/pi);

%% Calculo del Factor de Potencia %%%%%%%%%%%%%%%

cosfi(M+1) = Ptotal(M+1)/Stotal(M+1);
%% Calculo de las componentes activa y reactiva de la corriente

```

```

sinfi(M+1) = Qtotal(M+1)/Stotal(M+1);
Ipr(M+1) = moduloIrl(M+1)*cosfi(M+1);
Iqr(M+1) = moduloIrl(M+1)*sinfi(M+1);
Ips(M+1) = moduloIsl(M+1)*cosfi(M+1);
Iqs(M+1) = moduloIsl(M+1)*sinfi(M+1);
Ipt(M+1) = moduloItl(M+1)*cosfi(M+1);
Iqt(M+1) = moduloItl(M+1)*sinfi(M+1);

disp(M);

end

%%% Calculo de los valores medios %%%%%%%%%%%%%%%

Pm = mean(Ptotal);
Sm = mean(Stotal);
Qm = mean(abs(Qtotal));
cosfim = mean(cosfi);
Imal = mean(moduloIrl);
Imcl = mean(moduloIsl);
Imbl = mean(moduloItl);

%%% Calculos de los valores maximos %%%%%%%%%%%%%%%

Pmax = max(Ptotal);
Smax = max(Stotal);
Qmax = max(abs(Qtotal));
cosfimax = max(cosfi);
Imalmax = max(moduloIrl);
Imclmax = max(moduloIsl);
Imblmax = max(moduloItl);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

figure(1)
subplot(4,1,1)
plot(paso,Ptotal,'r','LineWidth',2);
grid on;
ylabel('Potencia [MW]');
axis([0 lr 0 3e6]);
subplot(4,1,2)
plot(paso,moduloIrl,'b','LineWidth',2);
axis([0 lr 0 350]);
grid on;
ylabel('IR [A]');
subplot(4,1,3)
plot(paso,moduloIsl,'g','LineWidth',2);
axis([0 lr 0 350]);
grid on;
ylabel('IS [A]');
subplot(4,1,4)
plot(paso,moduloItl,'m','LineWidth',2);
axis([0 lr 0 350]);
grid on;
ylabel('IT [A]');
xlabel('Tiempo [s]');

```



```
figure(2)
subplot(3,1,1)
plot(paso,Ptotal,'r','LineWidth',2);
grid on;
axis([0 1r 0 3e6]);
ylabel('P [MW]');
subplot(3,1,2)
plot(paso,Qtotal,'b','LineWidth',2);
grid on;
axis([0 1r 0 6e6]);
ylabel('Q [MVar]');
subplot(3,1,3)
plot(paso,Stotal,'k','LineWidth',2);
grid on;
axis([0 1r 0 6e6]);
ylabel('S [MVA]');
xlabel('Tiempo [s]');

figure(3)
subplot(2,1,1)
plot(paso,Ptotal,'r','LineWidth',2);
grid on;
axis([0 1r 0 3e6]);
ylabel('P [MW]');
subplot(2,1,2)
plot(paso,cosfi,'b','LineWidth',2);
grid on;
axis([0 1r 0 1]);
ylabel('Factor de potencia');
xlabel('Tiempo [s]');

figure(4)
plot(Sh,Ph,'LineWidth',2);
grid on;
axis([0 6e6 0 4e6]);
xlabel('Potencia Aparente [MVA]');
ylabel('Potencia Activa [W]');
title('Grafico P-S del Horno de Arco');
hold on;
stem(Stotal,Ptotal,'fill','r');
hold off;

disp('The End');
```

III. 1. 2. Programa para calcular el contenido armónico de las corrientes del horno de arco y las componentes espectrales de la envolvente de la corriente asociada al Flicker

```

clear all
pack
clc
clf

load C:\Actividades\Angeletti\Hioki\ANGEL009.mat

%% Se deben leer las variables del registrador HIOKI y convertirlas al workspace de
MATLAB %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

M = 19;                %%%% Ancho en muestras de la ventana deslizante
fs = 2000;             %%%% Frecuencia de muestreo [Hz]
Ts = 1/fs;             %%%% Periodo de muestreo
offset = 0;            %%%% Offset temporal del registro
P = 10;                %%%% Tamaño del registro que define la resolución
Long = 10;

t = time + offset;     %%%% Corrección del offset de tiempo

L = length(chn1)-1;    %%%% Longitud en muestras del registro del canal 1
L1 = length(chn2)-1;   %%%% Longitud en muestras del registro del canal 2
L2 = length(chn3)-1;   %%%% Longitud en muestras del registro del canal 3
L3 = length(chn4)-1;   %%%% Longitud en muestras del registro del canal 4

if ((L == L1) & (L == L2) & (L == L3))
disp('registro OK');
end

ia = chn1(1:(L/P));    %%%% Registro de la corriente en la fase 1
ib = chn2(1:(L1/P));   %%%% Registro de la corriente en la fase 2
va = chn3(1:(L2/P));   %%%% Registro de la tensión en la fase 1
vb = chn4(1:(L3/P));   %%%% Registro de la tensión en la fase 2

%% La longitud del registro es de 10 segundos, lo que equivale a una ventana de 500
ciclos de la señal de frecuencia fundamental de 50 Hz. Por lo tanto la resolución
del espectro es  $Df = fs/L = 0.1$  Hz %%%%%
%% Se realiza un programa para rescatar el valor eficaz de la onda de tensión en un
ciclo de la frecuencia fundamental de 50 Hz, es decir cada 40 muestras. Se utiliza
una ventana deslizante que se mueve muestra a muestra con un ancho de 20 muestras.

for j = 1:1:(L/P)-M
Ief1(j) = sqrt(1/M*(sum(ia(j:M+j).^2)));
end

for j = 1:1:(L/P)-M
Ief2(j) = sqrt(1/M*(sum(ib(j:M+j).^2)));
end

Iref1 = max(ia)/sqrt(2);
Iref2 = abs(min(ia))/sqrt(2);
Iref3 = mean(ia);

```

```

%%% Se calcula la FFT de la corriente del canal 1 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

X = fft(ia);
Nxpts = fix((length(X)+1)/2);  %% Numero de puntos de la FFT
X = X(1:Nxpts);                %% Se extraen solo las frecuencias de interes
X_abs = abs(X);                %% Se toma el valor absoluto
X_abs = X_abs*2;               %% Se tiene en cuenta el efecto de la segunda parte
X_abs(1) = X_abs(1)/2;         %% La componente de continua no debe alterarse
X_abs(length(X_abs)) = X_abs(length(X_abs))/2;
X_abs = X_abs/length(ia);      %% Se ajusta la amplitud de la FFT debido al muestreo
fx = (0:Nxpts-1)*fs/(L/P);     %% Se escala el valor de la frecuencia

%%% Se calcula la FFT de la corriente del canal 2 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

Y = fft(ib);
Nxpts = fix((length(Y)+1)/2);  %% Numero de puntos de la FFT
Y = Y(1:Nxpts);                %% Se extraen solo las frecuencias de interes
Y_abs = abs(Y);                %% Se toma el valor absoluto
Y_abs = Y_abs*2;               %% Se tiene en cuenta el efecto de la segunda parte
Y_abs(1) = Y_abs(1)/2;         %% La componente de continua no debe alterarse
Y_abs(length(Y_abs)) = Y_abs(length(Y_abs))/2;
Y_abs = Y_abs/length(ib);      %% Se ajusta la amplitud de la FFT debido al muestreo
fy = (0:Nxpts-1)*fs/(L/P);     %% Se escala el valor de la frecuencia

%%% Se calcula la FFT de la tension del canal 3 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

Z = fft(va);
Nzpts = fix((length(Z)+1)/2);  %% Numero de puntos de la FFT
Z = Z(1:Nzpts);                %% Se extraen solo las frecuencias de interes
Z_abs = abs(Z);                %% Se toma el valor absoluto
Z_abs = Z_abs*2;               %% Se tiene en cuenta el efecto de la segunda parte
Z_abs(1) = Z_abs(1)/2;         %% La componente de continua no debe alterarse
Z_abs(length(Z_abs)) = Z_abs(length(Z_abs))/2;
Z_abs = Z_abs/length(va);      %% Se ajusta la amplitud de la FFT debido al muestreo
fz = (0:Nzpts-1)*fs/(L/P);     %% Se escala el valor de la frecuencia

%% Se calcula la FFT de la envolvente del canal 1

X1 = fft(Ief1);
Nxpts1 = fix((length(X1)+1)/2); %% Numero de puntos de la FFT
X1 = X1(1:Nxpts1);              %% Se extraen solo las frecuencias de interes
X_abs1 = abs(X1);               %% Se toma el valor absoluto
X_abs1 = X_abs1*2;              %% Se tiene en cuenta el efecto de la segunda parte
X_abs1(1) = X_abs1(1)/2;        %% La componente de continua no debe alterarse
X_abs1(length(X_abs1)) = X_abs1(length(X_abs1))/2;
X_abs1 = X_abs1/length(Ief1);   %% Se ajusta la amplitud de la FFT debido al muestreo
fx1 = (0:Nxpts1-1)*fs/length(Ief1); %% Se escala el valor de la frecuencia

%% Se calcula la FFT de la envolvente del canal 2

Y1 = fft(Ief2);
Nxpts2 = fix((length(Y1)+1)/2); %% Numero de puntos de la FFT
Y1 = Y1(1:Nxpts2);              %% Se extraen solo las frecuencias de interes
Y_abs1 = abs(Y1);               %% Se toma el valor absoluto
Y_abs1 = Y_abs1*2;              %% Se tiene en cuenta el efecto de la segunda parte
Y_abs1(1) = Y_abs1(1)/2;        %% La componente de continua no debe alterarse
Y_abs1(length(Y_abs1)) = Y_abs1(length(Y_abs1))/2;

```

```

Y_abs1 = Y_abs1/length(Ief2); %%% Se ajusta la amplitud de la FFT debido al muestreo
fyl = (0:Nxpts2-1)*fs/length(Ief2); %%% Se escala el valor de la frecuencia

%% Programa para extraer el contenido armonico de las corrientes de entrada %%%

for p = 1:1:19
    irh(p) = (1/sqrt(2)*(X_abs(1+p*50)));
    ish(p) = (1/sqrt(2)*(Y_abs(1+p*50)));
end

frh = [50:50:950];
%% Se muestran en pantalla las armonicas de corrientes de las tres fases %%%

disp('Contenido armonico de la corriente de la fase r');
disp(irh(1:19));
disp('Contenido armonico de la corriente de la fase s');
disp(ish(1:19));

%% Graficos de las corrientes en el tiempo %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

figure(1)
plot(t(1:length(ia)),ia(1:length(ia)),'k');
grid on;
axis([0 1 -400 400]);
ylabel('Corriente Eficaz [A]');
xlabel('Tiempo [s]');
title('Corriente canal 1');

figure(2)
plot(t(1:length(ib)),ib(1:length(ib)),'r');
grid on;
axis([0 1 -400 400]);
ylabel('Corriente Eficaz [A]');
xlabel('Tiempo [s]');
title('Corriente canal 2');

figure(3)
plot(t(1:length(Ief1)),Ief1(1:length(Ief1)));
grid on;
axis([4 5 0 160]);
ylabel('[Aef]');
xlabel('[seg]');
title('Valor eficaz de la corriente canal 1');

figure(4)
plot(t(1:length(Ief1)),Ief2(1:length(Ief1)));
grid on;
axis([0 10 0 90]);
ylabel('[Aef]');
xlabel('[seg]');
title('Valor eficaz de la corriente canal 2');

figure(5)
plot(t(1:length(Ief1)),Ief1(1:length(Ief1)),'k');
hold on;
plot(t(1:length(Ief1)),Ief2(1:length(Ief1)),'r');
hold off;

```

```

grid on;
axis([0 3 0 280]);
ylabel('Corriente Eficaz [A]');
xlabel('Tiempo [s]');
title('Valor eficaz de la corriente canal 1 y 2. Archivo ANGEL003a');
legend('canal 1','canal 2',1);

%% Graficos de las tensiones en el tiempo %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

figure(6)
plot(t(1:length(va)),va(1:length(va)));
grid on;
axis([0 1 -200 200]);
ylabel('Tension Eficaz [V]');
xlabel('Tiempo [s]');
title('Tension canal 3');

figure(7)
plot(t(1:length(vb)),vb(1:length(vb)));
grid on;
axis([0 1 -200 200]);
ylabel('Tension Eficaz [V]');
xlabel('Tiempo [s]');
title('Tension canal 4');

%%% Graficos de los espectros de las corrientes

figure(8)
plot(fx,X_abs,'k');
axis([0 500 0 130]);
ylabel('Corriente Eficaz [A]');
xlabel('[Hz]');
title('Armonicas de la corriente de entrada');
legend('canal 1',1);
grid on;

figure(9)
plot(fy,Y_abs,'r');
axis([0 500 0 130]);
ylabel('[Aef]');
xlabel('[Hz]');
title('Armonicas de la corriente de entrada');
legend('canal 2',1);
grid on;

figure(10)
stem(fxl,X_abs1,'k');
axis([0.1 10 0 2]);
ylabel('[Aef]');
xlabel('[Hz]');
title('Armonicas de la corriente eficaz');
legend('canal 1',1);
grid on;

figure(11)
stem(fyl,Y_abs1,'r');
axis([0.1 10 0 2]);

```

```

ylabel('[Aef]');
xlabel('[Hz]');
title('Armonicas de la corriente eficaz');
legend('canal 2',1);
grid on;

figure(12)
bar(frh(1:10),irh(1:10));
ylabel('[Aef]');
xlabel('[Hz]');
title('Armonicas de la corriente de la fase r');
colormap hsv;

figure(13)
bar(frh(1:10),ish(1:10));
ylabel('[Aef]');
xlabel('[Hz]');
title('Armonicas de la corriente de la fase s');
colormap hsv;

figure(13)
subplot(2,1,1)
stem(fx(1:(0.5*(L/P)-(M+1))),X_abs1(1:(0.5*(L/P)-(M+1))),'k');
axis([0.099 10 0 6]);
ylabel('Corriente Eficaz [A]');
xlabel('[Hz]');
title('Espectro del valor eficaz de la corriente canal 1 y 2. Archivo ANGEL015b');
legend('canal 1',1);
grid on;
subplot(2,1,2)
stem(fy(1:(0.5*(L/P)-(M+1))),Y_abs1(1:(0.5*(L/P)-(M+1))),'r');
axis([0.099 10 0 6]);
ylabel('Corriente Eficaz [A]');
xlabel('[Hz]');
legend('canal 2',1);
grid on;

%%% Graficos de los espectros de las tensiones

figure(14)
plot(fz,Z_abs,'b');
axis([0 500 0 150]);
ylabel('Tension Eficaz [V]');
xlabel('[Hz]');
title('Armonicas de la Tension de entrada');
legend('canal 3',1);
grid on;

disp('The End');

```

ANEXO IV.

NUEVOS CONCEPTOS DE POTENCIA INSTANTÁNEA EN SISTEMAS ELÉCTRICOS

IV. 1. NUEVOS CONCEPTOS DE POTENCIA INSTANTÁNEA EN SISTEMAS ELÉCTRICOS

IV. 1. 1. Conceptos convencionales de potencia activa y reactiva.

La utilización de electrónica de potencia en los sistemas de potencia para la compensación de potencia reactiva, para el balance de carga, para el filtrado activo y para el control del flujo de potencia, requiere una reconsideración de la terminología de la potencia activa y reactiva [1], [2].

Antes de realizar el desarrollo de la potencia instantánea, es necesario revisar los conceptos clásicos. Para ello se analizarán los diversos casos que se presentan a continuación:

Sistema monofásico: Fuente de tensión sinusoidal y carga lineal

Si se analiza un sistema monofásico, la tensión de la fuente y la corriente de carga están dados por:

$$u_a(t) = \sqrt{2}U \sin(\omega t) \quad (\text{AIV-1})$$

$$I_a(t) = \sqrt{2}I \sin(\omega t - \phi) \quad (\text{AIV-2})$$

La potencia instantánea puede ser calculada como:

$$p_a(t) = u_a i_a = UI \cos \phi (1 - \cos(2\omega t)) - UI \sin \phi \sin(2\omega t) \quad (\text{AIV-3})$$

Esta descomposición muestra que la potencia instantánea puede descomponerse en dos partes:

La primer parte tiene un valor medio igual a $UI \cos \phi$ y tiene una componente oscilante al doble de la frecuencia de línea. Esta primer parte nunca se hace negativa y por lo tanto posee una componente unidireccional de potencia.

La segunda parte es una componente alterna al doble de la frecuencia de línea, que tiene un valor pico $UI \sin \phi$ y un valor medio cero.

El valor promedio de la potencia activa se define como:

$$P = \frac{1}{T} \int p_a(t) dt = UI \cos \phi \quad (\text{AIV-4})$$

La potencia reactiva convencional se define como el valor pico de la segunda parte, y recordando que el valor medio de la segunda parte es cero.

$$Q = UI \sin \phi \quad (\text{AIV-5})$$

La ecuación (3) puede describirse como:

$$p_a(t) = P(1 - \cos(2\omega t)) - Q \sin(2\omega t) \quad (\text{AIV-6})$$

Sistema trifásico equilibrado

En un sistema trifásico, balanceado y con carga lineal, la potencia activa instantánea está dada por:

$$p_{3\phi}(t) = p_a(t) + p_b(t) + p_c(t) = 3P \quad (\text{AIV-7})$$

Esto es, la potencia instantánea trifásica es constante e igual a la suma de los valores promedio.

Las componentes alternas de la potencia instantánea que dependen de Q se encuentran con desplazamientos de fase de 120° entre fases y por lo tanto su suma es cero. Sin embargo, la potencia reactiva en un sistema trifásico se define como:

$$Q_{3\phi} = 3Q \quad (\text{AIV-8})$$

Sólo porque este tipo de potencia existe en cada fase independiente. Es importante notar que esta potencia reactiva sólo puede calcularse por definición, dado que su suma instantánea en las tres fases es igual a cero.

En los sistemas trifásicos con corrientes y tensiones simétricos, la componente oscilante de potencia activa es siempre cero, porque las componentes de cada una de las fases están desplazadas 120° entre sí y por lo tanto su suma es cero. Esto significa que la potencia instantánea es igual a la potencia promedio. Por esta razón, la compensación de las corrientes reactivas en sistema trifásico equilibrado puede lograrse sin un intercambio de energía entre el compensador y la carga. Este principio se aplica también para la compensación de armónicas simétricas, es decir que son iguales en todas las fases.

Sistema monofásico: Fuente de tensión sinusoidal y carga no-lineal.

En este caso la fuente de tensión es la misma que en la ecuación (AIV-1) pero la corriente contiene armónicos a las frecuencias múltiplos de la frecuencia de línea. Esto es:

$$i_a(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin(n\omega t - \phi_n) \quad (\text{AIV-10})$$

Es posible entonces escribir las siguientes relaciones:

Potencia instantánea:

$$p_a(t) = UI_1 \cos \phi_1 (1 - \cos(2\omega t)) - UI_1 \sin \phi_1 \sin(2\omega t) + \sum_{n=2}^{\infty} 2UI_n \sin(\omega t) \sin(n\omega t - \phi_n) \quad (\text{AIV-11})$$

Potencia activa promedio:

$$P = UI_1 \cos \phi_1 \quad (\text{AIV-12})$$

Valor eficaz de la corriente:

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_a^2(t) dt} \quad (\text{AIV-13})$$

Donde T es el período de la componente fundamental de la corriente.

Potencia aparente:

$$S = UI \quad (\text{AIV-14})$$

De las ecuaciones (12) y (13) se deduce que:

$$S^2 = U^2 I^2 = U^2 (I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2) \quad (\text{AIV-15})$$

En un sistema con fuente de tensión sinusoidal y carga no-lineal, la potencia reactiva se define convencionalmente como:

$$Q = UI_1 \sin(\phi_1) \quad (\text{AIV-16})$$

Y la potencia armónica se define como:

$$H = U \sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2} \quad (\text{AIV-17})$$

La ecuación (AIV-15) puede escribirse entonces como:

$$S^2 = P^2 + Q^2 + H^2 \quad (\text{AIV-18})$$

Este resultado se representa normalmente utilizando un tetraedro de potencia, en lugar del triángulo de potencia utilizado en cargas lineales. Esto se ilustra en la figura AIV-1.

Figura AIV-1. Tetraedro de Potencia.

De la figura AIV-1 pueden determinarse los siguientes factores:

- El factor de potencia de desplazamiento o factor de potencia fundamental: $\text{DPF} = \cos \phi_1$
- El factor de distorsión: $\text{DF} = \frac{\sqrt{P^2 + Q^2}}{S} = \frac{I_1}{I} = \cos \gamma$
- El factor de potencia total o factor de potencia: $\text{PF} = \frac{P}{S} = \cos \phi_1 \cos \gamma = \cos \phi$

El factor de potencia de desplazamiento corresponde al factor de potencia del sistema sin armónicas, y depende sólo de la componente fundamental de la corriente. Por otra parte, el factor de potencia depende de la componente fundamental de la corriente y de todas sus armónicas.

Para un sistema trifásico equilibrado, todas las cantidades en (AIV-12), (AIV-14), (AIV-16) y (AIV-17) deben ser multiplicadas por 3 y pueden destacarse los siguientes resultados:

- 1) P y Q son dependientes sólo de la componente fundamental de la corriente.
- 2) H es dependiente de las componentes de corriente distintas a la componente fundamental de frecuencia ω .
- 3) La componente de potencia dada por $UI_1 \sin \phi_1 \sin(2\omega t)$ o $Q \sin(2\omega t)$ tiene valor medio cero, y puede ser eliminada por un capacitor o un inductor convenientemente elegido. La conexión de un capacitor o un inductor en paralelo con la carga permite la generación de una corriente

a la frecuencia fundamental ω que absorba o genere la potencia reactiva Q requerida por la carga. Con este procedimiento no es posible generar o absorber la potencia armónica H , dado que depende de componentes de frecuencia distinta a ω .

- 4) La componente de potencia que depende de frecuencias distintas a ω , esto es la parte correspondiente a H , tiene valor medio cero y no puede ser eliminada por un único capacitor o inductor. La eliminación de H depende de filtros que funcionan como cortocircuitos para las armónicas de corriente generadas por la carga.

8. 1. 1. Nuevos conceptos de potencia activa y reactiva.

En la sección previa, los componentes de potencia de un circuito eléctrico se han vinculado a través de un tetraedro y se ha discutido la compensación de armónicas y de potencia reactiva. Esta teoría considera básicamente el comportamiento en estado estacionario. Dado que la carga puede variar en forma continua, y por lo tanto también varía su contenido armónico y su potencia reactiva, es necesario utilizar una teoría para el estado transitorio. Akagi [3] ha desarrollado nuevos conceptos de potencia activa y reactiva instantánea, que pueden ser utilizados en estados transitorios y cuando las formas de onda de la tensión y/o corriente son arbitrarias. En el siguiente desarrollo se resume esta teoría, válida para sistemas trifásicos de tres y cuatro hilos.

Teoría generalizada de la potencia instantánea:

La transformación α - β -0 en un sistema trifásico de cuatro conductores se define como:

$$\begin{bmatrix} u_0 \\ u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (\text{AIV-19})$$

Y la transformación inversa se define como:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_0 \\ u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{AIV-20})$$

Donde u_a , u_b y u_c son tensiones de fase. Las mismas relaciones se aplican a las corrientes de fase.

La potencia activa trifásica instantánea se define como:

$$p_{3\phi}(t) = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c = u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta + u_0 i_0 \quad (\text{AIV-21})$$

$$p_{3\phi}(t) = p_a(t) + p_b(t) + p_c(t) = p_\alpha(t) + p_\beta(t) + p_0(t) \quad (\text{AIV-22})$$

$$p_{3\phi}(t) = p(t) + p_0(t) \quad (\text{AIV-23})$$

Donde:

$p = p_\alpha + p_\beta$ Es la potencia activa instantánea y

$p_0 = u_0 i_0$ Es potencia instantánea de secuencia cero.

Una de las ventajas de utilizar la transformación α - β -0 es la de separar la componente de secuencia cero del sistema.

Akagi sugiere la definición de la siguiente variable:

$$q(t) = u_\alpha i_\beta - u_\beta i_\alpha \quad (\text{AIV-24})$$

Esta variable puede ser escrita en términos de las componentes a-b-c como:

$$q = -[(u_a - u_b)i_c + (u_b - u_c)i_a + (u_c - u_a)i_b] / \sqrt{3} \quad (\text{AIV-25})$$

Esta expresión es utilizada para la medición convencional de la potencia reactiva, cuando se considera sólo la frecuencia fundamental. La variable $q(t)$ en el nuevo concepto considera todas las componentes de frecuencia, y por lo tanto tiene ahora un nuevo significado físico. Por este motivo se la denomina “potencia instantánea imaginaria”

Es importante observar que todas estas cantidades son instantáneas y válidas para estado permanente o transitorio y con armónicas de tensión y corriente presentes. En la teoría convencional, la potencia reactiva corresponde al valor pico de la parte de la potencia instantánea cuyo valor medio es cero (ver ecuación AIV-3). En los nuevos conceptos, la potencia reactiva corresponde a la parte de la potencia instantánea que depende de la potencia instantánea imaginaria $q(t)$, que existe en cada fase independiente, pero que desaparece en un sistema de dos fases.

La potencia activa instantánea $p(t)$, da la energía neta por segundo que esta siendo transportada de la fuente a la carga y viceversa en cualquier instante de tiempo. Esta potencia real, es dependiente por definición de las tensiones y corrientes en las fases α y β , y por lo tanto no hay componente de secuencia cero en ella. Con el fin de establecer conexiones entre las convencionales potencia activa (P) y potencia reactiva (Q), se presentarán una serie de casos ilustrativos.

Tensión trifásica sinusoidal alimentando a una carga lineal:

Sean las corrientes y tensiones definidas por:

$$u_a(t) = \sqrt{2}U \sin(\omega t) \quad I_a(t) = \sqrt{2}I \sin(\omega t - \phi) \quad (\text{AIV-26})$$

$$u_b(t) = \sqrt{2}U \sin(\omega t + 120^\circ) \quad I_b(t) = \sqrt{2}I \sin(\omega t + 120^\circ - \phi) \quad (\text{AIV-27})$$

$$u_c(t) = \sqrt{2}U \sin(\omega t - 120^\circ) \quad I_c(t) = \sqrt{2}I \sin(\omega t - 120^\circ - \phi) \quad (\text{AIV-28})$$

Entonces:

$$u_\alpha(t) = \sqrt{3}U \sin(\omega t) \quad I_\alpha(t) = \sqrt{3}I \sin(\omega t - \phi) \quad (\text{AIV-29})$$

$$u_\beta(t) = \sqrt{3}U \cos(\omega t) \quad I_\beta(t) = \sqrt{3}I \cos(\omega t - \phi) \quad (\text{AIV-30})$$

$$u_0 = 0 \quad i_0 = 0 \quad (\text{AIV-31})$$

Por lo tanto:

$$p = u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta = 3UI \cos \phi = P_{3\phi} \quad (\text{AIV-32})$$

$$q = u_{\beta} i_{\alpha} - u_{\alpha} i_{\beta} = 3UI \sin \phi = Q_{3\phi} \quad (\text{AIV-33})$$

Estas ecuaciones muestran las equivalencias entre los conceptos tradicionales y los nuevos.

Tensión trifásica sinusoidal alimentando a una carga no-lineal:

$$u_a(t) = \sqrt{2}U \sin(\omega t) \quad i_a(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}I_n \sin(n\omega t - \phi_n) \quad (\text{AIV-34})$$

$$u_b(t) = \sqrt{2}U \sin(\omega t + 120^\circ) \quad i_b(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}I_n \sin(n(\omega t + 120^\circ) - \phi_n) \quad (\text{AIV-35})$$

$$u_c(t) = \sqrt{2}U \sin(\omega t - 120^\circ) \quad i_c(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}I_n \sin(n(\omega t - 120^\circ) - \phi_n) \quad (\text{AIV-36})$$

Luego:

$$i_a(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{\sqrt{3}} I_n \sin(n\omega t - \phi_n) [1 - \cos(n120^\circ)] \quad (\text{AIV-37})$$

$$i_b(t) = \sum_{n=1}^{\infty} 2I_n \cos(n\omega t - \phi_n) \sin(n120^\circ) \quad (\text{AIV-38})$$

$$i_0 = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_a + i_b + i_c) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{6} I_{3n} \sin(3n\omega t - \phi_{3n}) \quad (\text{AIV-39})$$

Es interesante notar que las armónicas de orden $3n$ aparecen sólo en la corriente de secuencia cero.

Las componentes de potencia son:

$$p = u_{\alpha} i_{\alpha} + u_{\beta} i_{\beta} = 3UI_1 \cos \phi_1 - 3UI_2 \cos(3\omega t - \phi_2) + 3UI_4 \cos(3\omega t - \phi_4) - 3UI_5 \cos(6\omega t - \phi_5) \dots \quad (\text{AIV-40})$$

$$q = u_{\alpha} i_{\beta} - u_{\beta} i_{\alpha} = 3UI_1 \sin \phi_1 - 3UI_2 \sin(3\omega t - \phi_2) + 3UI_4 \sin(3\omega t - \phi_4) - 3UI_5 \sin(6\omega t - \phi_5) \dots \quad (\text{AIV-41})$$

$$p_0 = u_0 i_0 = 0 \quad (\text{AIV-42})$$

$$p_{3\phi} = p \quad (\text{AIV-43})$$

Observando estas ecuaciones, es razonable escribir:

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad \text{y} \quad q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (\text{AIV-44})$$

Donde:

$\bar{p} = 3UI_1 \cos \phi_1$ Es el valor medio de la potencia activa

$\tilde{p} = -3UI_2 \cos(3\omega t - \phi_2) + 3UI_4 \cos(3\omega t - \phi_4) - 3UI_5 \cos(6\omega t - \phi_5) \dots$ Es la componente de potencia activa debida a las armónicas.

$\bar{q} = 3UI_1 \sin \phi_1$ Es el valor medio de la potencia imaginaria instantánea.

$\tilde{q} = -3UI_2 \sin(3\omega t - \phi_2) + 3UI_4 \sin(3\omega t - \phi_4) - 3UI_5 \sin(6\omega t - \phi_5) \dots$ Es la componente de potencia imaginaria debida a las armónicas.

El valor promedio de p , esto es $\bar{p}$, en este caso corresponde a la potencia promedio convencional. La potencia activa alterna $\tilde{p}$ representa la energía por segundo que esta siendo transferida desde la fuente a la carga o viceversa por las corrientes armónicas y su valor medio es cero.

El valor promedio de q , esto es $\bar{q}$, en este caso corresponde a la potencia reactiva convencional. La parte alterna de q , esto es $\tilde{q}$ es la responsable de la potencia reactiva armónica en cada fase y que desaparecer al sumarse todas ellas.

La potencia reactiva $q = \bar{q} + \tilde{q}$ no contribuye al transporte instantáneo de energía, a pesar de que las corrientes armónicas existen en cada fase por separado y ocupan parte de la sección del conductor.

IV. 1. 2. Referencias

- [1] E. H. Watanabe, M. Stephan and M. Aredes. "New Concepts of Instantaneous Active and Reactive Powers in Electrical Systems with Generic Loads". IEEE Transactions on Power Delivery, vol 8, N° 2, Abril 1993.
- [2] H. Akagi, Y. Kanagawa and A. Nabae. "Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three Phase Circuits". International Conference on Power Electronics, Tokio, 1983.
- [3] H. Akagi, Y. Kanagawa and A. Nabae. "Instantaneous Reactive Power Compensator Comprising Switching Devices Without Energy Storage Components". IEEE Transactions on Industry Applications, vol IA-20, Mayo-Junio 1984.