

UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA
DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA, TELEMÁTICA Y AUTOMÁTICA



TESIS DOCTORAL

**ANÁLISIS ARMÓNICO DE COMPENSADORES DE ENERGÍA
REACTIVA**

JAIME GONZÁLEZ HERNÁNDEZ

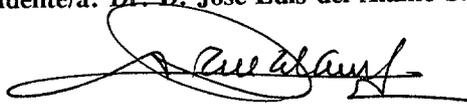
Las Palmas de Gran Canaria, Noviembre de 1997

12/1997-98
UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA
UNIDAD DE TERCER CICLO Y POSTGRADO

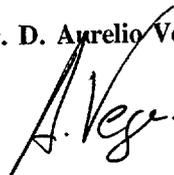
Reunido el día de la fecha, el Tribunal nombrado por el Excmo. Sr. Rector Magfco. de esta Universidad, el/la aspirante expuso esta TESIS DOCTORAL.

Terminada la lectura y contestadas por el/la Doctorando/a las objeciones formuladas por los señores miembros del Tribunal, éste calificó dicho trabajo con la nota de APTO CUM LAUDE POR UNANIMIDAD. Las Palmas de Gran Canaria a 21 de noviembre de 1997.

El/la Presidente/a: Dr. D. José Luis del Álamo Sarmiento,



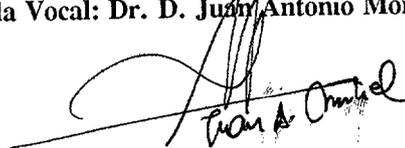
El/la Secretario/a: Dr. D. Aurelio Vega Martínez,



El/la Vocal: Dr. D. Miguel Martínez Melgarejo,



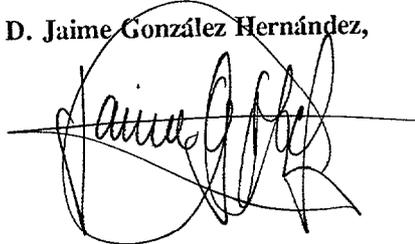
El/la Vocal: Dr. D. Juan Antonio Montiel Nelson,



El/la Vocal: Dr. D. Luis Ignacio Eguiluz Morán,



El/la Doctorando/a: D. Jaime González Hernández,



UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES

Departamento de Electrónica, Telemática y Automática



TESIS DOCTORAL



**ANÁLISIS ARMÓNICO DE
COMPENSADORES DE ENERGÍA REACTIVA**



BIBLIOTECA UNIVERSITARIA
LAS PALMAS DE G. CANARIA
N.º Documento <u>537.104</u>
N.º Copia <u>537.107</u>

Jaime González Hernández

UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES

Departamento de Electrónica, Telemática y Automática

ANÁLISIS ARMÓNICO DE COMPENSADORES DE ENERGÍA REACTIVA

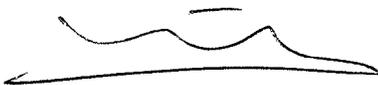
Tesis doctoral presentada por D. Jaime González Hernández

Directores: Dr. D. José Cidras Pídre y Dr. D. Jos Arrillaga

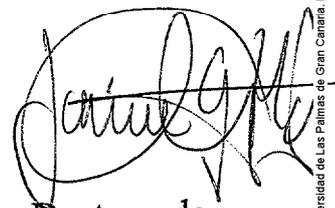
Tutor Ponente : Dr. D. Antonio Nuñez Ordoñez



Directores



Tutor Ponente



Doctorando

Las Palmas de Gran Canaria a 21 de *noviembre* de 1997

ÍNDICE

Índice

Capítulo 1: INTRODUCCIÓN, OBJETIVOS Y EXPOSICIÓN

1.1	INTERÉS DE LA COMPENSACIÓN DE LA ENERGÍA REACTIVA	I-3
1.2	OBJETIVOS DE LA TESIS	I-5
1.3	ORGANIZACIÓN DE LA EXPOSICIÓN	I-6

Capítulo 2: ESTADO DEL ARTE DE LA COMPENSACIÓN Y DEL ANÁLISIS DE ARMÓNICOS EN REDES ELÉCTRICAS

2.1	INTRODUCCIÓN	II-03
2.1.1	Polución armónica referente a compensadores de energía reactiva	II-09
2.1.2	Polución armónica producida por transformadores de potencia	II-11
2.1.3	Análisis armónico de redes eléctricas	II-13
2.2	MÉTODOS PARA EL ANÁLISIS DE ARMÓNICOS	II-16
2.2.1	Métodos en el dominio del tiempo	II-17
2.2.1.1	Electromagnetic Transient Program (EMTP)	II-18
2.2.1.2	Transient Converter Simulation (TCS)	II-19
2.2.2	Métodos en el dominio de la frecuencia	II-21
2.3	MÉTODO ELEGIDO EN ESTA TESIS	II-21

Capítulo 3: CONCEPTOS Y CLASIFICACIÓN DE COMPENSADORES

3.1	CONCEPTOS EN LA COMPENSACIÓN DE LA ENERGÍA REACTIVA	III-03
3.1.1	Regímenes senoidales	III-05
3.1.2	Regímenes no senoidales	III-09
3.2	CLASIFICACIÓN DE COMPENSADORES	III-21
3.2.1	Compensadores giratorios	III-21
3.2.2	Compensadores estáticos	III-23
3.2.2.1	Compensadores estáticos fijos	III-23
3.2.2.2	Compensadores con conexión mecánica sin regulación	III-24
3.2.2.3	Compensadores con conexión electrónica sin regulación	III-25
3.2.2.3.1	Compensador de condensadores conectado por tiristores	III-25
3.2.2.3.2	Compensador de bobinas conectada por tiristores (TSR)	III-27
3.2.2.4	Compensadores con conexión electrónica y con regulación	III-28
3.2.2.4.1	Compensador de bobina controlada por tiristores (TCR)	III-29

3.2.2.3	Otros Compensadores estáticos	III-32
3.3	ESTRATEGIAS DE CONTROL	III-36

Capítulo 4: ANÁLISIS ARMÓNICO: ALGORITMOS Y PROGRAMAS

4.1	INTRODUCCIÓN	IV-03
4.2	MODELADO ARMÓNICO	IV-04
4.2.1	Transformación lineal	IV-04
4.3	REQUERIMIENTOS PARA EL MODELADO ARMÓNICO	IV-05
4.4	PENETRACIÓN ARMÓNICA TRIFÁSICA	IV-05
4.4.1	Modelado de componentes del Sistema Eléctrico	IV-07
4.5	COMPOSICIÓN DE LA ADMITANCIA ARMÓNICA	IV-07
4.6	DESCRIPCIÓN DEL PROGRAMA HARMAC	IV-09
4.7	OBTENCIÓN DE LA ADMITANCIA COMPLETA EN LOS PUNTOS DE INYECCIÓN	IV-11
4.8	ANÁLISIS ITERATIVO	IV-15
4.9	ALGORITMO DEL PROCESO ITERATIVO IHA	IV-18
4.9.1	Aplicación a un dispositivo no lineal	IV-21
4.10	IMPLANTACIÓN DE FILTROS EN EL PROGRAMA HARMAC-IHA	IV-22

Capítulo 5: ANÁLISIS DE COMPENSADORES TSC, TSR Y TCR

5.1	INTRODUCCIÓN	V-03
5.2	ANÁLISIS DEL COMPENSADOR DE CONDENSADORES CONECTADO POR TIRISTORES (TSC) EN RÉGIMEN TRANSITORIO Y PERMANENTE	V-03
5.3	ANÁLISIS DEL COMPENSADOR DE BOBINA CONECTADA POR TIRISTORES (TSR) EN RÉGIMEN TRANSITORIO Y PERMANENTE	V-13
5.4	ANÁLISIS DEL COMPENSADOR DE BOBINA CONTROLADA POR TIRISTORES (TCR) EN RÉGIMEN TRANSITORIO Y PERMANENTE	V-18

5.5	IMPLANTACIÓN DEL COMPENSADOR TCR EN EL ALGORITMO IHA	V-22
5.5.1	Cálculo de las intensidades	V-23
5.5.2	Conversión del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia	V-27
5.5.3	Inyección de corrientes armónicas en el Sistema Eléctrico y obtención de las tensiones armónicas	V-28
5.5.4	Cálculo de los pasos por cero de las tensiones	V-30
5.5.5	Ángulos de disparos	V-32
5.6	RUIDO NUMÉRICO: ELECCIÓN DEL NÚMERO DE MUESTRAS	V-33
5.7	ESTRUCTURA DEL PROCESO ITERATIVO	V-34
5.8	ESTUDIO DE LOS ARMÓNICOS PRODUCIDO POR UN COMPENSADOR TCR	V-36
5.8.1	Descripción del Sistema Eléctrico	V-36
5.8.2	Formación de la matriz de admitancias totales	V-41
5.9	ANÁLISIS DE DISTINTAS SITUACIONES DE DESEQUILIBRIOS	V-43
5.9.1	Caso 1: Cargas y disparos equilibrados	V-46
5.9.2	Caso 2: Cargas equilibradas y disparos con desvíos en distintas ramas del compensador	V-49
5.9.3	Caso 3: Cargas equilibradas, disparos con desvíos en una misma rama del compensador	V-51
5.9.4	Caso 4: Cargas desequilibradas y disparos desequilibrados	V-52
5.9.5	Resumen de los casos analizados	V-53
5.10	ANÁLISIS DE LA PENETRACIÓN DE LAS CORRIENTES ARMÓNICAS DE INYECCIÓN EN UN SISTEMA ELÉCTRICO	V-54
5.10.1	Análisis del efecto de la longitud de la línea de transmisión	V-55
5.10.1.1	Con compensación capacitiva	V-55
5.10.1.2	Sin compensación capacitiva	V-57
5.10.1.3	Efectos de las transposiciones en la línea de transmisión	V-57

Capítulo 6: ELIMINACIÓN DE ARMÓNICOS

6.1	ELIMINACIÓN DE ARMÓNICOS: INTRODUCCIÓN	VI-03
6.2	COMPENSADOR TCR EN CONFIGURACIÓN MULTIPULSO	VI-04
6.3	CONFIGURACIÓN EN 12 PULSOS DE COMPENSADORES TCR	VI-08
6.3.1	Análisis del compensador TCR en 12 pulsos con el algoritmo IHA	VI-10
6.3.2	Análisis del compensador TCR en 12 pulsos en sistemas desequilibrados	VI-21
6.4	EJEMPLO CON FILTRO	VI-26
6.4.1	Influencia del filtro en el sistema eléctrico	VI-30

Capítulo 7: EFECTOS DE LA SATURACIÓN DEL TRANSFORMADOR DE CONEXIÓN A RED DEL TCR

7.1	INTRODUCCIÓN	VII-03
7.2	MODELO DEL TRANSFORMADOR CON SATURACIÓN	VII-03
7.3	CÁLCULO DE LA INTENSIDAD MAGNETIZANTE	VII-05
7.3.1	Característica magnética	VII-05
7.3.2	Cálculo del flujo de corriente alterna	VII-06
7.3.3	Flujo creado por una componente continua de intensidad	VII-08
7.3.4	Algoritmo para calcular la intensidad magnetizante y sus componentes armónicas	VII-10
7.4	ANÁLISIS DEL MODELO DE TRANSFORMADOR	VII-11
7.4.1	Caso 1: Transformador estrella/estrella, por debajo de la zona de saturación	VII-11
7.4.2	Caso 2: Transformador estrella/estrella, en la zona de saturación	VII-12
7.4.3	Caso 3: Transformador estrella/estrella, con una componente continua	VII-14
7.4.4	Caso 4: Transformador triángulo/estrella, en la zona de saturación	VII-16
7.4.5	Caso 5: Transformador triángulo/estrella, con una componente continua	VII-17
7.5	INCORPORACIÓN EN EL PROCESO ITERATIVO IHA	VII-18
7.6	ANÁLISIS EN UN SISTEMA ELÉCTRICO: RESULTADOS	VII-21
7.6.1	Caso 6: Sistema eléctrico con cargas equilibradas	VII-22
7.6.2	Caso 7: Con componentes continuas	VII-24
7.7	RESUMEN DE LOS CASOS ANALIZADOS	VII-26

Capítulo 8: CONCLUSIONES Y DESARROLLOS FUTUROS

8.1	RESUMEN DE CONCLUSIONES	VIII-3
8.2	DESARROLLOS FUTUROS	VIII-5

ANEXOS

Anexo A ESTRUCTURA DE LAS MATRICES DE ADMITANCIAS ARMÓNICAS EN EL PROGRAMA HARMAC-IHA

A-1	Composición de las matrices	A-03
A-2	Admitancia compuesta	A-11

Anexo B MODELOS DE LOS COMPONENTES DE LOS SISTEMAS ELÉCTRICOS UTILIZADOS EN EL PROGRAMA HARMAC-IHA

B-1	Modelo de generadores	B-3
B-2	Modelado de cargas	B-3
B-3	Modelado de transformadores	B-4
B-4	Modelado de líneas de transmisión	B-5

Anexo C CARACTERÍSTICAS DE LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN UTILIZADA EN LOS EJEMPLOS DE SIMULACIÓN

Anexo D MATRICES DE ADMITANCIAS

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABREVIATURAS Y SÍMBOLOS PRINCIPALES

AC/DC	Corriente alterna/corriente continua
ASVC	Advanced Static Var Compensator (compensadores estáticos de potencia Reactiva avanzados)
EMTP	Electromagnetic Transient Program (Programa para análisis transitorio de fenómenos electromanéticos)
EMTDC	Electromagnetic Transient Program (Programa para análisis transitorio de fenómenos electromanéticos incluyendo enlaces en corriente continua)
E.R.	Energía Reactiva
FC-TCR	Fixed Capacitor - Thyristor controlled Reactor (Bobina controlada por tiristores y batería de condensadores fijos)
fdd	Factor de desplazamiento
fdp	Factor de potencia
FF-TCR	Fixed Filter - Thyristor controlled Reactor (Bobina controlada por tiristores y filtros fijos)
FP	Flujo de Potencia
GTO	Gate Turn-off Thyristor (Tiristor con puerta de conexión desconexión)
HARMAC	Programa de análisis de armónico
HVDC	High Voltage Direct Current Transmission (enlaces por corriente continua a alta tensión)
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistors (Transistores bipolares de puesta aislada)
IHA	Iterative Harmonic Analysis (Análisis iterativo armónico)
PWM	Pulse Wide Modulation (ancho de modulación de pulsos)
STATCOM	Static Synchronous Compensators (Compensadores estáticos Síncronos)
SVC	Static Var Compensator, Static Var Control (compensadores o controladores estáticos de potencia Reactiva)
SWVC	Static Watt Var Compensator (Compensadores estáticos de potencia activa y reactiva)
TCR	Thyristor controlled Reactor (Bobina controlada por tiristores)
TCS	Transient Converter Simulation (Programa de simulación de convertidores)
TSC	Thyristor Switched Capacitor (Condensadores conectados por tiristores)
TSR	Thyristor Switched Reactor (Bobinas conectadas por tiristores)
VSC	Voltage Sourced Converter (Convertidor de fuente de tensión)
[Y]	Matriz de admitancias
[V]	Matriz de tensiones
[I]	Matriz de intensidades
A,B,C	Denominaciones de líneas trifásicas

ϕ	Ángulo de las tensiones
ω	Pulsación a la frecuencia fundamental
h	Orden de armónicos
ϕ_{dc}, ϕ_{ac}	Flujo en corriente continua y alterna respectivamente
φ	Ángulo de desfase entre tensiones e intensidades
ξ	Tolerancia
i	Intensidades instantáneas
e	Tensiones instantaneas
I	Intensidades eficaces
E	Tensiones eficaces
E_{mx}	Valor máximo de tensión
I_{mag}	Intensidad magnetizante
I_{iny}	Intensidad de inyección
U_0	Tensión inicial en condensador
K	Número de iteraciones
α_n	$n = 1,2,3,..$ ángulo de disparo
ZC_n	$n = 1,2..6$ Pasos por cero de las tensiones
X_c	Impedancia capacitiva
X_{50}	Inductancia a 50 Hz
Bc_{50}	Capacitancia a 50 Hz
R	Resistencia
S, P, Q	Potencias aparente, activa, reactiva
V_P, V_S	Tensiones en primario, secundario del transformador
V_T, V_C	Tension en terminal de barras y convertidor compensador
ψ	Ángulo de desfase en sistemas multipulsos
μ	Permeabilidad

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN, OBJETIVOS Y EXPOSICIÓN

1.1 INTERÉS DE LA COMPENSACIÓN DE LA ENERGÍA REACTIVA

Desde la implantación de la generación y distribución de la energía eléctrica en corriente alterna, la energía reactiva ha sido un factor clave en el diseño y explotación de los consumos y redes eléctricas. El carácter reactivo (inductivo) que presentan, en general, los consumos y los elementos de las redes eléctricas han hecho aparecer a lo largo del tiempo distintos dispositivos y técnicas que buscan “compensar” ese carácter reactivo.

La energía reactiva en las redes eléctricas tiene, como es sabido, efectos fundamentales en las magnitudes de las tensiones y de las intensidades. Esto conlleva unas variaciones en la calidad y rendimiento de las instalaciones (pérdidas en las líneas, capacidad de transporte). No obstante existen otros efectos, no menos importantes, que han de considerarse en el análisis de la energía reactiva de una red, como son la estabilidad de la red, magnitud de los transitorios, oscilaciones de la tensión, etc..

Si nos centramos en el comportamiento estacionario de los consumos y redes eléctricas, podemos englobar los trabajos sobre energía reactiva en dos grandes bloques:

- i) Métodos de gestión de la energía reactiva con la finalidad de conseguir la explotación óptima de una red.
- ii) Diseño, cálculo e implantación de dispositivos de compensación de energía reactiva (compensación de E.R.) en los consumos y redes eléctricas.

Dentro del primer bloque se encuentran los trabajos vinculados con la explotación de redes eléctricas (flujo de carga óptimo). En el segundo bloque se ubican los trabajos relacionados con los elementos estáticos y dinámicos que se utilizan para la

compensación de la energía reactiva, atendiendo a su tecnología, limitaciones y estrategias de control que utilizan. En esta tesis atenderemos fundamentalmente al segundo bloque; es decir, se analizan el comportamiento e influencias de compensadores de energía reactiva en las redes eléctricas. En concreto los compensadores que se analizan son los denominados “estáticos controlados mediante elementos de corte electrónicos”, conocidos en la literatura anglosajona por Static Var Compensator (SVC). Dentro de éstos se encuentran los denominados compensadores TSC (Thyristor Switched Capacitor - conmutación de Capacidades mediante tiristores) los TSR (Thyristor Switched Reactor - conmutación de bobinas mediante tiristores) y los TCR (Thyristor Controlled Reactor - Bobinas controladas mediante tiristores).

Como otros temas de la ingeniería, la compensación de la E.R. no ha sido ajena al desarrollo en las últimas décadas de la tecnología electrónica. Así, han ido apareciendo dispositivos para la compensación de E.R. que incorporan elementos de electrónica de control y de potencia. La electrónica de control ha permitido realizar la compensación de E.R. tradicional (síncrona y condensadores) de una forma más eficaz, en la medida que posibilita la implantación de estrategias de control más elaboradas. Por otra parte, la electrónica de potencia, ha posibilitado la incorporación de elementos de corte en los dispositivos estáticos de compensación de E.R. lo cual redundará en beneficio de una gestión en tiempo real de la E.R.. Esto hace posible la implantación de compensadores de E.R. en situaciones y consumos donde antes su utilización estaba restringida o muy limitada.

Como es habitual en las ramas de la ciencia y de la tecnología, la incorporación de nuevas tecnologías para mejorar el rendimiento de un sistema, trae consigo la necesidad de estudiar otros aspectos del sistema, que antes eran poco significativos o inexistentes. Así ocurre con los compensadores de E.R. actuales los cuales han permitido abordar y solucionar los problemas con rapidez y flexibilidad de la compensación; pero han creado, en algunos casos, la necesidad de estudiar otros aspectos de su implantación en las redes eléctricas, como ocurre con la generación de armónicos.

El interés que ha experimentado el análisis de armónicos de redes eléctricas tiene fundamento en la necesidad del estudio del comportamiento de la red ante la presencia de grandes consumos no lineales. En base a esto último, se dice que con elementos lineales la tensión e intensidad son senoidales puras pero con elementos no lineales las formas de onda de las tensiones o intensidades dejan de ser senoidales puras.

El inicio de los primeros estudios de armónicos en las redes eléctricas se realizaron en el campo del transporte de energía eléctrica en corriente continua; el cual requería un proceso de rectificación e inversión de la energía. Esta doble transformación origina formas de ondas periódicas no senoidales, susceptibles de aplicarles la descomposición de Fourier, lo cual permite además analizar el comportamiento de la red también en el dominio armónico en lugar del dominio temporal.

1.2 OBJETIVOS DE LA TESIS

Los objetivos que se han pretendido abordar en la presente tesis están relacionados con el comportamiento de los compensadores Estáticos controlados mediante elementos de corte electrónicos. En concreto se estudian los compensadores TSC, TSR y TCR, su modelo y su interacción con la red eléctrica donde se encuentren implantados.

Los objetivos concretos de la tesis se pueden desglosar en: Análisis del comportamiento de los compensadores TSC, TSR y TCR, modelo armónico del compensador TCR, implantación de los compensadores TCR en el programa de análisis armónico. Análisis del compensador TCR de 12 pulsos y análisis del efecto de la saturación del transformador del compensador TCR.

El análisis del comportamiento de los compensadores se centrará fundamentalmente en su régimen estacionario, buscando su modelado armónico. De este modo, el modelo del compensador se implantará en un programa informático de análisis

de armónico de redes eléctricas (HARMAC-IHA) desarrollado en la Universidad de Canterbury (Nueva Zelanda). A través del programa HARMAC-IHA se estudiará el funcionamiento del compensador ante distintas situaciones de desequilibrio (de consumos, de disparos de cada rama y de características eléctricas de los tiristores).

Con la finalidad de reducir las intensidades armónicas generadas por el compensador TCR, se elabora el modelo de la configuración de 12 pulsos; el cual, también, se integra en el programa de armónicos mencionado.

La presencia de la saturación en el transformador de acoplamiento entre la red eléctrica y el compensador puede dar lugar a un funcionamiento inadecuado del compensador, estudiándose su efecto en los armónicos no característicos. Por tanto, también se integra en el programa de análisis un modelo armónico del transformador que representa la no linealidad del mismo.

1.3 ORGANIZACIÓN DE LA EXPOSICIÓN

Se describe a continuación la estructura que se ha dado a la tesis a lo largo de los distintos capítulos, remarcando las aportaciones de mayor interés.

El capítulo 2 se realiza una revisión histórica de la bibliografía existente sobre las dos partes fundamentales de la tesis: Compensadores de E.R. y Análisis armónico de redes eléctricas. En la revisión histórica se evalúan las técnicas y métodos, que a nuestro juicio, son de mayor relevancia. Después de la revisión histórica se mencionan las consideraciones que hemos tenido en cuenta a la hora de seleccionar un método de análisis determinado.

El capítulo 3, después de una mención sucinta de los conceptos en la compensación de energía reactiva para redes uni- y multi-frecuencia, se aborda la descripción de los compensadores de E.R. existentes. Para ello, se parte de los

compensadores tradicionales (síncronos y de bancos de condensadores) finalizando con los compensadores que incorporan dispositivos de corte electrónicos.

En el capítulo 4 se describen las características y requerimientos del programa HARMAC-IHA. Se hace especial énfasis en su versatilidad, características informáticas y en los elementos lineales y no lineales que en la actualidad dispone. Se finaliza el capítulo con una descripción de los dispositivos de eliminación de armónicos en el programa.

El capítulo 5 comienza con el planteamiento de las ecuaciones diferenciales de los compensadores TSC, TSR y TCR. De este modo, se consigue el modelo temporal y armónico de los compensadores. Los modelos temporales y armónicos presentan una formulación más cómoda y exhaustiva que la presentada por otros autores. El modelo armónico del compensador TCR se implanta en el algoritmo HARMAC-IHA, analizándose distintas situaciones de desequilibrio del TCR en una red eléctrica.

En el capítulo 6 se aborda el tema de eliminación de armónicos a partir de una configuración de 12 pulsos del compensador TCR. El modelo armónico obtenido se implanta en el mencionado programa HARMAC-IHA, para realizar como en el capítulo 5 distintos supuestos de desequilibrio.

El capítulo 7 introduce el modelo armónico del conjunto compensador TCR y transformador de acoplamiento a la red, considerando en este último la presencia de la saturación y de histéresis. La presencia de la saturación e histéresis del transformador se realiza mediante la sustitución del fenómeno de la saturación por una fuente de intensidad iterativa y la histéresis por una resistencia en paralelo.

Por último, en el capítulo 8 se exponen las conclusiones de la tesis, las aportaciones originales, y los trabajos futuros ha desarrollar en la misma línea de investigación.

CAPÍTULO 2

ESTADO DEL ARTE DE LA COMPENSACIÓN Y DEL ANÁLISIS DE ARMÓNICOS EN REDES ELÉCTRICAS

2.1 INTRODUCCIÓN

La preocupación por el control de las potencias reactivas y las tensiones data de finales del siglo pasado, fue entonces cuando por primera vez se hace referencia al hecho de la existencia de una “potencia oscilatoria” entre una fuente de tensión alterna y una carga [Stanley W., Jr., 1888] y [Shallenberger O. B. 1888]. Se demuestra que dicha potencia oscilatoria es causada por las diferencias de fase entre las tensiones e intensidades, lo que imponía una menor eficiencia en las redes eléctricas por las pérdidas y caídas de tensión en las líneas de transmisión. Se estudia desde entonces la necesidad de la medida y mejoramiento del factor de potencia.

El Instituto Americano de Ingeniería Eléctrica (AIEE) en su convención anual de 1920 publica una serie de trabajos [Brown William L. 1920], [Silsbee Francis B. 1920], [Fechheimer Carl J. 1920], [Holtz F. C. 1920a.- Holtz F. C. 1920b], [Fortescue C.L. 1920], [Evans R.D. 1920], [Torchio Philip 1920] y [Pratt W.H. 1920] enfocados todos ellos a plantear el concepto del factor de potencia. Estos autores procedentes de compañías eléctricas manifiestan la importancia que desde el punto de vista económico supone la compensación de las potencias reactivas. Se discute aquí el concepto del factor de potencia en circuitos eléctricos polifásicos equilibrados y desequilibrados enfocado básicamente a la medida de dicho factor. También [Baum F.G. 1921] comenta la problemática de la caída de tensión y su regulación en líneas de transmisión de gran longitud.

Más tarde ya en la década de los treinta autores como [Fryze S. 1931] propone la necesidad de estudiar la problemática de las potencias reactivas en sistemas con señales no senoidales puras, y en el congreso monográfico sobre potencia Reactiva celebrado en 1933 por el AIEE autores como [Knowlton A. E. 1933], [Smith V.G. 1933], [Johnson J.A. 1933], [Fortescue C. L. 1933], [Lyon W. V. 1933] y [Pratt H. W. 1933] discuten el

error que se produce en la medida del factor de potencia en sistemas eléctricos desequilibrados y también con señales no senoidales.

[Crary S. B. 1945] y [Kimbark E.W. 1948] abordan el tema desde el punto de vista de la estabilidad en los sistemas eléctricos de potencia; [General Electric 1952] y [Westinghouse Electric 1965] proponen soluciones prácticas específicas al tema de la compensación de la energía reactiva para el ahorro energético mediante bancos de condensadores y motores síncronos.

Autores como [Anderson H. C., Simmons H. O., and Woodrow C. A. 1953], [Nagel L. J. and Vessel G. S. 1966] y [Kumai K. and Ode K. 1968] abordan el tema desde un punto de vista de estrategia de control de las potencias reactivas sin considerar en detalle la forma de realizar dicho control. Ya en la década de los sesenta [Boehne E. W. and Low S. S. 1969] introduce el control de condensadores en paralelo mediante interruptores electrónicos puntualizando el tema en las sobretensiones que estos compensadores producirían si no se tiene un control sobre los mismos. [Hano Y., Tamura Y. Narita S. and Matsumoto K. 1969] y [Narita S., and Harman M. S. A. A. 1971] proponen un control en tiempo real de las potencias reactivas. Evidentemente se va planteando el control por corte electrónico como única forma de tener un ajustado control sobre las potencias reactivas y por consiguiente la regulación de las tensiones en los sistemas eléctricos de potencia.

En la década de los setenta se propone un control más sofisticado de las potencias reactivas. En este sentido, [Fillenberg R. R., Cleaveland G. W. and Harris R. E., 1971] realizan un estudio de los fenómenos transitorios que se producen en la conexión de baterías de condensadores y [Frank H. and Lanstrom B. 1971] introducen como sistema ultrarápido de conexión el control por corte electrónico de la conexión en el momento más adecuado de las baterías de condensadores para evitar en lo posible dichos transitorios. Este compensador con control de conexión mediante tiristores de bancos de condensadores es el llamado por sus siglas TSC (Thyristor Switched Shunt Capacitor).

En [Cigré Working group 31.01 1974] se tratan elementos estáticos conectados en paralelo de forma fija y variable, se analiza también su influencia en regímenes permanentes de los flujos de potencias reactivas en líneas de transmisión de muy alta tensión y como estos elementos estáticos pueden mejorar la estabilidad, suprimir oscilaciones, limitar los efectos de pérdidas repentinas de cargas y solucionar otros problemas que pueden ocasionar inestabilidades en los sistemas eléctricos de potencia. En el apartado (a) de dicha referencia se describe elementos como bobinas lineales en regímenes permanentes y transitorios sin núcleos (bobinas al aire) y con núcleos o armazón indicando en este último caso la zona de saturación, pero en todo caso la bobina se comporta como un elemento lineal. En el apartado (b) de la referencia se indica también la utilización de bobinas de núcleo saturable donde el codo de saturación ha sido elegido de tal forma que la bobina entra en saturación para un nivel fijado de sobretensión, típicamente en el rango de 1.1 a 1.3 veces la tensión nominal del Sistema. Cabe mencionar también que dichas bobinas de núcleo saturables fueron fabricadas de forma que algunas podían regular el codo de saturación y por consiguiente el nivel de sobretensión que podían limitar haciendo circular una componente continua de intensidad por uno de sus devanados. Este tipo de control es detallado en [Beker H. 1971]. Se comenta también en la referencia de Cigré anterior que las bobinas de núcleo saturable de uno u otro tipo (con o sin control mediante corriente continua) no son tan efectivas en casos de sobretensiones instantáneas estando hoy en día en total desuso no solo por la poca efectividad y elevados costes sino también por las distorsiones armónicas que produce, es un elemento no lineal.

En [Reichert K. Kauferle and Glavitsch 1974] se trata como principal objetivo la compensación de las potencias reactivas en sistemas de transmisión mediante compensadores estáticos con control de corte electrónico. Dicho sistema consiste en un transformador equipado con un control de potencia a base de cadenas de tiristores en la parte del secundario y complementado con un banco de condensadores. Las bobinas del transformador son directamente conectadas a la red de muy alta tensión. Vemos pues que se comienza a plantearse el control de las corrientes reactivas siendo nula la

distorsión armónica producida a plena carga pero con cierto grado de distorsión al ir limitando dichas corrientes.

Autores como [Gyugyi L., Otto R. A. and Putman T. H. 1978], [Gyugyi L 1979], [Gyugyi L 1987], [Gyugyi, L. 1988] y [Miller, T.J.E. 1982] analizan de forma muy detallada el compensador estático de bobina controlable llamado por sus siglas TCR (Thyristor Controlled Reactor). También en [Hammad A. E. and Mathur R. M. 1979 part I y Part II] se trata con bastante detalle el funcionamiento del TCR, en estado permanente parte I y en regímenes transitorios en la parte II de la citada referencia.

En la década de los 80 aparecen los compensadores controlables tipo TCR en infinidad de sistemas eléctricos en todo el mundo. Así, en [Olwegard A. y otros 1981] se investiga el control de la estabilidad transitoria y mejora de la capacidad de largas líneas de transmisión utilizando un control de reactiva mediante un combinado de TSC/TCR en la red eléctrica de Suecia. Se llega aquí a la conclusión de que el combinado TSC/TCR presenta un muy buen método en el control de la estabilidad transitoria en sistemas débiles y en líneas de largas distancias para el transporte de grandes potencias. En [Byerly R. T., Poznaniak D. T. and Taylor E. R. 1982] también se comenta las ventajas técnicas y económicas de la utilización de los compensadores controlables tipo TCR y bancos de baterías de condensadores fijos (TCR- FC Thyristor Controlled Reactor - fixed Capacitor) para el control automático de la tensión también llamado por sus siglas AVR (Automatic Voltage Regulator Control). Autores como [O'Brien M. and Ledwich G. 1987], [Gómez A. y Izquierdo C. 1986] y [Machowski J. Nelles D. 1992] estudian el mejoramiento de la estabilidad por medio de los SVC. En [Aboytes F., Arroyo G., and Villa G. 1983] se realiza una simulación del sistema de transmisión en Méjico para el transporte de energía eléctrica desde la central hidroeléctrica en Chicoasen a la ciudad de Méjico a más de 1700 Km. de distancia, instalando en Temascal equipos SVC del tipo combinado TCR/TSC. Se muestra el efecto del control de las potencias reactivas en regímenes permanentes y transitorios.

Como comentaremos en el siguiente apartado, el compensador TCR produce armónicos y con vistas a eliminar éstos se utilizan también el compensador de bobina con conexión electrónica pero esta vez sin regulación, es decir, formando bancos de bobinas. Los tiristores son pues utilizados para la conexión a red de las bobinas y éstas permanecen conectadas en los siguientes ciclos hasta que el sistema de control dé orden de desconectar. Este tipo de compensador es el llamado por sus siglas TSR (Thyristor Switched Reactor - Bobina conectada con tiristores).

El TSR comentado antes es combinado en muchos casos con bancos de baterías de condensadores (TSC) formando el combinado TSR/TSC. Un ejemplo de este tipo de instalaciones es descrita en un informe de Cigré [Pettersson A y otros 1994] donde inicialmente se expone la instalación realizada por la compañía ABB en la subestación de Dunsmuir del sistema eléctrico de la isla de Vancouver en Canada. Dicha instalación fue puesta en servicio en el año 1993. Como se puede ver en este informe, el sistema de compensación está libre de armónicos. Sin embargo, los TSR emplean cadenas de tiristores y un funcionamiento inadecuado en dichas cadenas por fallo en algún tiristor puede provocar gran distorsión e incluso componentes continuas de intensidad por efecto de la asimetría de onda. Este informe hace hincapié en la regulación que el sistema de control realiza para paliar el mal funcionamiento ocasionado hasta que la instalación sea desconectada por mantenimiento.

Gracias al avance que experimenta la electrónica de potencia, se proponen otros métodos de compensación como es el de utilizar convertidores que funcionan con técnicas de PWM (Pulse Wide Modulation -ancho de modulación de pulso) [Plunkett A.B. 1979], así en [Sumi Y. y otros 1981] se comenta este tipo de dispositivo utilizando tiristores del tipo GTO (Gate Turn-off Thyristor) y más recientemente el IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistors). Esta clase de compensador comentado en la referencia anterior es llamado por muchos autores por las siglas ASVC (Advanced Static Var Compensator -compensadores de energía reactiva avanzados) o también STATCOM (Static Synchronous Compensators - Compensador Síncrono Estático) por su analogía en su comportamiento con la máquina síncrona. Básicamente es un inversor de PWM

con un condensador en la parte de continua. Así en [Larsen E y otros 1992] , [Wuest D. 1991] y [Galanos G.D. y otros 1993] se plantea el principio básico de funcionamiento y las ventajas de los interruptores electrónicos GTO. Se comenta también que en los ASVC no es necesario grandes almacenamientos de energía en bobinas y condensadores como sucedía en los TCR/TSC sino que con un condensador de pequeña capacidad es suficiente. Este condensador es empleado básicamente para poder disponer del control de la tensión en la parte de continua del inversor. En [Schauder C. and Mehta H. 1993] se hace un estudio bastante detallado del comportamiento dinámico del ASVC mediante un análisis vectorial y se plantean diferentes estrategias de control.

Como desventajas de los ASVC se podría decir que en altas potencias la frecuencia de conmutación ha de ser baja y por lo tanto la distorsión armónica además de las pérdidas son grandes siendo preferible la utilización de los TCR o TSR combinados con TSC en muchos casos. Aunque en un futuro no muy lejano se piensa que este tipo de compensador tendrá un gran desarrollo e implantación en los sistemas eléctricos de potencias.

Se pueden emplear también configuraciones de 12 pulsos de inversores en los ASVC con la finalidad de paliar perturbaciones armónicas, este aspecto es comentado en [Bouwknegt K. 1992], en [Jiang Y. and Ekstrom A. 1997] se describe una estrategia de control para este tipo de configuración de 12 pulsos frente a faltas asimétricas.

La técnica de PWM es utilizada también en filtros activos, así en [Aredes M. and Watanabe E.H. 1995] y [Aredes M, Häfner J., and Humann Klemens. 1995] propone un combinado serie / paralelo filtro activo capaz de compensar de forma instantánea las corrientes de carga (filtro activo paralelo) proporcionando corrientes alternas senoidales a la frecuencia fundamental ortogonales con las tensiones de secuencia positiva tomadas como referencia compensando con ello la potencia reactiva de carga. El filtro activo serie compensa los armónicos que de por si pudieran tener las tensiones de barras siendo también capaz de compensar las componentes fundamentales negativas y cero de tensión. El desarrollo de los filtros activos en los últimos años ha experimentado un notable

progreso en la capacidad y velocidad de conmutación. También se ha avanzado en las estrategias de control, gracias a la utilización de circuitos de muy alto nivel de integración. Sin embargo, los filtros activos de gran potencia presentan problemas que desaniman su instalación práctica. Es difícil construir un inversor PWM de gran capacidad, con elevada velocidad de conmutación y bajas pérdidas.

2.1.1 Polución armónica referente a compensadores de energía reactiva

Hasta el momento solo hemos comentado en general diferentes tipos de compensadores como solución al problema de la necesidad de compensación de la energía reactiva. Sin embargo, algunos de los compensadores mencionados suponen un grave problema para el sistema eléctrico al que están conectados por la polución armónica que producen.

En base a lo anterior, trabajos como [Mahmoud Aly A. and Shultz Richard D. 1982] presentan un método para el análisis de la propagación de las corrientes armónicas de penetración en un sistema eléctrico de potencia cuyo modelo es dependiente de la frecuencia. En [Weschta A. 1985] se investiga las resonancias a las frecuencias armónicas producidas por un TCR monofásico en un sistema eléctrico de potencia.

En [Bohmann L. J. and Lasseter R. H. 1986] se propone un modelo a las frecuencias armónicas para los SVC concretamente para el TCR. Dicho modelo consiste en una fuente de tensiones armónicas en serie con una admitancia variable. Se investiga las condiciones de resonancias con este modelo utilizando una simulación por computador mediante el programa EMTP [EMTP Rule Book 1984].

Los TCR son ya indispensables en los Sistemas Eléctricos y con ellos los filtros. Esto último es incorporado al propio TCR y estudiado de forma conjunta denominándolos por sus siglas FF-TCR (Fixed Filter - Thyristor Controlled Reactor). Así en [Enamul Haque S. 1984] y [Enamul Haque S. and Hussain Malik N. 1987] se

realiza un estudio en el dominio del tiempo de la influencia de la fuente de impedancia (una fuente considerada por una fuente de tensión en serie con una impedancia) sobre un FF-TCR.

Son muchos los autores que proponen ya en la década de los 90 diferentes modelos de SVC para ser utilizados en simulaciones con armónicos mediante el programa EMTP [Dommel, H. W. ,1969], [EMTP Rule Book 1984] y [Dommel, H. W., 1986], así [Gole A. M. and Sood V. K. 1990] propone un modelo del un TSC/TCR basado en la técnica de variables de estados y [Lefebvre S. and Gérin - Lajole 1991] propone otro modelo basado en un análisis nodal y realiza una aplicación en el Sistema Eléctrico Hydro-Québec en Canadá. [Bohmann L. J. and Lasseter R. H. 1990] estudia el problema de la estabilidad causado por los armónicos producidos por los TCR en su interacción con el sistema eléctrico. En [IEEE Special Stability Controls Working Group 1994] se proponen y recomiendan diversos modelos de SVC del tipo TSC - TCR y filtros junto con los requerimientos para un programa de flujo de cargas.

En [González J., Cidrás J. y Arrillaga J. 1994] y [Arrillaga J., González J., Cidrás J. 1995] se investiga específicamente los armónicos producidos por un TCR acoplado a un banco fijo de condensadores para la compensación de la energía reactiva en un sistema eléctrico. En la primera de las dos publicaciones se analiza la polución armónica producida por el TCR en la interacción con el sistema eléctrico, y en la segunda se analizan casos de producción armónica de intensidad característicos y no característicos, estas intensidades son inyectadas en la red eléctrica analizándose la propagación de la onda estacionaria de las tensiones armónicas producidas a lo largo del sistema eléctrico considerado, que en este caso es una línea de transmisión de considerable longitud.

2.1.2 Polución armónica producida por transformadores de potencia

Los transformadores fueron quizás los primeros dispositivos que se estudiaron como elementos distorsionantes. Desde principios de siglo, trabajos como [Clinker R. C.

1914] discute el tercer armónico producido por la no linealidad del circuito magnético en transformadores. En la década de los cuarenta autores como [Schroeder T.W. 1942] tratan el tema monográficamente, analizando no solo la causa de los armónicos sino también sus efectos. En esta publicación se comenta la distorsión en la corriente magnetizante de transformadores producida básicamente por la tercera armónica; se indica también que las máquinas eléctricas rotativas podrían ser fuentes de tensiones e intensidades armónicas si trabajan como generadores con cargas desequilibradas y si trabajan como motores alimentados por fuentes de tensiones desequilibradas podrían ser también fuentes de terceras y más altas frecuencias armónicas. Se comenta otras fuentes de armónicos como las ocasionadas en instalaciones que utilizan rectificadores de arco de mercurio. Indica que el aumento de fases en el rectificador puede ser una forma de eliminar corrientes armónicas de bajo orden. Así por ejemplo, en industrias electroquímicas las corrientes armónicas son más reducidas con rectificadores de 36 fases que con los empleados de 12 fases. Otra fuente de armónicos indicada en esta publicación son las lámparas fluorescentes que debida al arco de descarga motiva la aparición de terceras armónicas.

En [Clinker R C. 1914] y [Schroeder T.W. 1942] se expone los transformadores como una fuente más de armónicos, aunque quizás fue [Peter J. 1915] de los primeros en aplicar el análisis de Fourier para obtener las componentes armónicas producida por transformadores. Así en [Macfadyen W.K., Simpson R.R.S y otros 1973] describe un método para el análisis de la conducta transitoria de un transformador tomando en cuenta el acoplamiento mutuo entre fases y la no linealidad del material magnético. En [Yacamini R. 1971] y [Yacamini R. and De Oliveira 1978] se investiga la producción armónica del transformador en saturación ocasionada por una corriente continua introducida en el secundario del transformador. Se estudia un método de análisis iterativo y se compara los resultados obtenidos de la simulación con un experimento práctico en un transformador monofásico. También en [Dommel H.W., Yan A. and Wei Shi 1986] se analiza los armónicos producidos por la saturación con el programa EMTP. En [Fuchs E.F., Roesler D. J., and Alashhab F. S. 1987] se investiga de forma analítica y

experimental los efectos de los armónicos en los transformadores incluyendo la máquina de inducción.

Son también muchos los trabajos que intentan obtener la curva de magnetización de un transformador analíticamente, este aspecto es estudiado en [Maizières Ch. et Fourquet M. 1968] donde además se incluye el fenómeno de histéresis. En [Widger G. F. T. 1969] se analiza una expresión matemática que inicialmente es linealizada y posteriormente restaurada a su forma no lineal mediante un proceso iterativo. Trabajos como los expuestos en [Macfadyen W. K., y otros 1973] y [Teape J. W., y otros. 1974]. también van en igual sentido representando la curva de magnetización mediante una serie exponencial. Autores como [Prusty S., and Rao M.V.S. 1980] contrarrestan la expresión analítica obtenida con un experimento práctico.

En [Semlyen A. and Arrillaga J. 1987] plantean un circuito equivalente Norton de un transformador mediante una fuente de intensidad en paralelo con una conductancia donde la fuente de intensidad representa la intensidad de magnetización obtenida mediante una relación polinomial. Se demuestra aquí que aún en ausencias de otras no linealidades la corriente de magnetización puede provocar armónicos de tensión de niveles considerable. En [Chien Jung-Chien. and Wu Yan-pei 1990] y utilizando el modelo de la referencia anterior (Modelo equivalente Norton) utiliza un algoritmo FFT iterativo para la evaluación armónica producida por bancos de transformadores trifásicos en distintas configuraciones. En [Watson N.R., Robbie A. T., Arrillaga J. 1994] se analiza la saturación del transformador utilizando también un modelo mediante una fuente de intensidad a todas las armónicas considerada en paralelo con una resistencia representativa de las corrientes de Foucault e histéresis y una bobina no lineal representativa de la saturación del núcleo magnético.

En [Arrillaga J., González J., and Cidrás J. 1997] se investiga el efecto que tiene los armónicos de intensidad producidos por un TCR sobre el transformador de acoplamiento a red del compensador. En dicha publicación se realiza un proceso iterativo múltiple de análisis de armónicos entre la red eléctrica, el transformador de

acoplamiento en zona de saturación y el compensador tipo TCR con banco fijo de condensadores.

2.1.3 Análisis Armónico de Redes Eléctricas

Como hemos comentado en el primer capítulo de esta tesis el inicio de los primeros estudios de armónicos en redes eléctricas (además de los mencionados de transformadores) se realizaron en el campo del transporte de la energía eléctrica en corriente continua. Desde el principio de la historia de la electricidad, la transmisión de la energía eléctrica en líneas de corriente continua ha sido más barata que la realizada en corrientes alternas por líneas trifásicas, sin embargo, la corriente alterna tiene más ventajas para la generación, distribución en baja tensión y para el consumo eléctrico que la corriente continua. Por tal motivo y con vistas a reducir costes es mejor generar en corriente alterna, convertir ésta a continua para transportarla y convertirla nuevamente en alterna para su consumo.

En la década de los 30 se realizaron enlaces de continua en los Estados Unidos mediante el uso de válvulas de arcos de mercurio, aunque con muy bajo rendimiento. Sin embargo hasta la mitad de la década de los 50 no fue posible realizar un enlace en continua de aceptable rendimiento, esto se debió gracias al desarrollo que experimentó la válvula de mercurio de muy alta tensión. Esta tecnología es la que se denomina HVDC (corriente continua en muy alta tensión). Como anécdota una instalación de HVDC está todavía en funcionamiento en Suecia desde 1954.

Autores como [Ademson C., and Hingorani N. G. 1960] y [Cory B. J. 1965] describen detalladamente este tipo de enlace mediante grandes rectificadores de potencia con válvulas de mercurio, libros clásicos como [Arrillaga, J. 1983] y [Kimbark, E. W. 1981] son ampliamente utilizados en muchas universidades y en [Nozari F. and Patel H. S. 1988] se detalla muchos aspectos de este tipo de instalaciones aunque no trata el tema del problema que produce la distorsión armónica.

Estos enlaces se presentan ya como una de las más grandes fuentes de armónicos en los sistemas eléctricos de potencia y como consecuencia motivan la investigación en el desarrollo de programas de flujos de carga con armónicos. Los trabajos iniciales en este sentido utilizan los métodos tradicionales de flujos de carga e introducen los rectificadores de los enlaces HVDC sin incorporar armónicos. Uno de los primeros trabajos que incorporan los enlaces HVDC en los programas de flujo de carga datan de la década de los sesenta. Así por ejemplo en [Uhlmann E. 1960] se representa un enlace en un analizador de red y en [Sato H. and Arrillaga J. 1969] se realizan estudios y mejoras en programas de flujos de carga incluyendo enlaces HVDC, también en [Arrillaga J. and Bodger P. S., 1977] se estudia no solo los flujos de potencias activas y reactivas en la red sino también el estado y funcionamiento de cada convertidor en el sistema. Una extensión al trabajo anterior fue llevada a cabo posteriormente en [Harker B.J. and Arrillaga J., 1979] donde se realiza un flujo de carga trifásico tomando en cuenta el efecto de una fuente de tensión desequilibrada, reactancias de conmutación y ángulos de disparo también como el transformador de conexión aunque se considera ondas senoidales puras de tensión y corrientes en el lado de continua perfectamente alisadas .

Nuevos estudios sobre flujos de carga con armónicos fueron realizados por [Xia D. and Heydt G.T. 1982] donde se utiliza un algoritmo basado también en el método iterativo de Newton-Raphson para resolver las ecuaciones que representan la no linealidad de las cargas del sistema. En la citada referencia (parte I) el método tradicional de flujos de carga mediante la técnica de Newton-Raphson es extendido a un sistema trifásico incluyendo armónicos. Esto implica una matriz jacobiana de considerable magnitud. En la parte II se estudia el algoritmo desarrollado aplicándolo a dos ejemplos con cargas no lineales (Rectificadores de seis pulsos).

Diversas publicaciones como [Uferle j., Mey R., and Rogowsky Y. 1970] , [Ellithy K. A. and Choudhry M.A. 1989], [Chapman D. G., Alvarado F.L. and Lassater R.H. 1988], [Reeve J. and Subba Rao T. 1974] analizan programas de flujo de cargas con armónicos producidos por los convertidores empleados en los enlaces HVDC. En

[Reeve J. and Krishanayya P.C.S. 1968], [Reeve J., Baron J. A. and Krishanayya P.C.S 1969] se analiza la generación de corrientes armónicas producida por los convertidores. En [Krüger K.H. and Kulicke B. 1982] se analiza la producción de armónicos no característicos causados por el propio sistema eléctrico al que esta conectado y también por situaciones de disparos asimétricos en los tiristores.

El programa EMTP ya comentado es ampliado con enlaces HVDC, así, en [Woodford, D. A., Gole, A.M. and Menzies, R.W. 1983] se comenta este aspecto y se realiza la implementación en el EMTP de dichos enlaces obteniéndose la versión de Manitoba denominada EMTDC [PSCAD-EMTDC User's Manual. 1988].

Configuraciones multipulsos de convertidores son también estudiadas en [De Oliveira J. C. 1978] y utilizadas en estos enlaces. Así en [Yacamini R. and De Oliveira 1980] investiga en detalle este tipo de instalación realizando un algoritmo iterativo para la evaluación armónica producida incluyendo los armónicos introducidos por el transformador en saturación, efectos de filtros y la impedancia del sistema eléctrico al que se conectan. En [Subbarao T. and Reeve J. 1976] se analiza además los armónicos producidos en estas configuraciones bajo situaciones de desequilibrios.

En los trabajos anteriores referentes a los flujos de carga con enlaces HVDC y armónicos se estima que las señales de tensión e intensidad a la frecuencia fundamental no se ven afectada por los armónicos. En [Arrillaga J. and Callaghan C.D. 1991] se presenta un algoritmo de flujo de carga trifásico con armónicos que intenta demostrar que sí existe una interacción entre la frecuencia fundamental y las frecuencias armónicas en el convertidor. En dicho trabajo se integra en un flujo de cargas trifásico otro algoritmo iterativo de análisis de armónico que representa la no linealidad de la carga, en este caso un convertidor para un enlace HVDC. Este método incluye el algoritmo descrito en [Harker B.J. and Arrillaga J. 1979] y el algoritmo iterativo armónico (también llamado IHA Iterative Harmonic Algorithm - algoritmo o análisis iterativo armónico) descrito en [Arrillaga J. and Callaghan C.D. 1989].

Evidentemente son más las fuentes de armónicos en los sistemas eléctricos de potencia, así y como se comentó en el apartado anterior, en [Schroeder T.W. 1942] se describen diversas causas de producción de armónicos como las máquinas eléctricas rotativas que podrían ser fuentes de tensiones e intensidades armónicas si trabajan como generadores con cargas desequilibradas y si trabajan como motores alimentados por fuentes de tensiones desequilibradas podrían ser también fuentes de terceras y más altas frecuencias armónicas.

Otras fuentes de armónicos son descritas en [Arrillaga, J. Bradley D. A., and Bodger P.S. 1989], cargas distorsionantes como receptores de TV, y lámparas de arco y hornos de arco para fundición son analizadas en dicha referencia. También [Cidras J., Carrillo C., Arrillaga J. 1996] se utiliza un sistema iterativo para la evaluación armónica producida por una lámpara de arco. En [García M. J. y otros 1996] presenta un modelo armónico de un arco de fundición para un programa de flujos de carga con armónicos, se comprueba el modelo en un sistema eléctrico con más de 700 nudos y 7 hornos de arco.

2.2 MÉTODOS PARA EL ANÁLISIS DE ARMÓNICOS.

Es evidente que si se trata de evitar o disminuir en lo posible la presencia de señales armónicas y por consiguiente, sus efectos en los sistemas eléctricos de potencia, es necesario disponer de una herramienta de análisis adecuada con la que se pueda predecir y evaluar el contenido de armónicos.

Descartando la posibilidad de un análisis de armónico en un sistema físico por sus evidentes inconvenientes, nos queda la simulación digital o por ordenador que facilite la tarea del cálculo matemático que sea necesario.

La *Théorie analytique de la chaleur* de Jean-Baptiste-Joseph Fourier [Fourier, J. B.J. 1822], introdujo los métodos sencillos para la solución de los problemas de valor en la frontera, que se representan en el tratamiento analítico de la conducción del calor. Sin

embargo, este “ gran poema matemático”, como Lord Kelvin denominó al análisis de Fourier, se ha extendido a muchas otras aplicaciones físicas diferentes a las del calor. En efecto, el análisis de Fourier es un instrumento indispensable para el análisis de señales periódicas y es por tanto aplicado a todo tratamiento de señales, en nuestro caso, a señales eléctricas en estado periódico estacionario que tras la aplicación del análisis de Fourier pueden ser expresadas en términos de componentes armónicas.

En este apartado vamos a describir algunos métodos de análisis de armónicos basados en el análisis de Fourier. Estos métodos se pueden catalogar en dos tipos básicos, dependiendo si trabajan en lo que podríamos denominar “el dominio del tiempo” o en “el dominio de la frecuencia” respectivamente.

2.2.1 Métodos en el dominio del tiempo.

Los métodos que trabajan en el dominio del tiempo se basan fundamentalmente en la integración numérica de las ecuaciones diferenciales que representan el comportamiento del sistema hasta que se alcanza el régimen permanente o respuesta periódica. Tras ello, se realiza el análisis de Fourier para obtener las componentes armónicas.

Como ejemplos de programas de simulación de sistemas eléctricos de potencia que trabajan en el dominio del tiempo podemos citar como el más difundido el EMTP (Electromagnetic Transient Program) y también el TCS (Transient Converter Simulation) que pasamos a comentar.

2.2.1.1 Electromagnetic Transient Program (EMTP / EMTDC)

El EMTP (Electromagnetic Transient Program) es un programa para análisis de fenómenos transitorios en sistemas eléctricos de potencia [Dommel H. W. 1969],

[Dommel H. W. 1986]; posteriormente se implantó en dicho programa los convertidores para los enlaces de HVDC obteniéndose la versión de Manitoba HVDC Research Centre [PSCAD-EMTDC 1988], [Woodford D. A. y otros 1983] y [Gole A. M. y otros 1996]. En estos programas, las bobinas y condensadores son representados por circuitos equivalentes, de resistencias y fuentes de intensidad de corriente continua, obtenidas de la discretización de sus ecuaciones diferenciales. Los valores de la fuente de intensidad y de la resistencia dependen del valor del componente, del incremento y del método empleado en la solución que en general es mediante integración trapezoidal.

Estos modelos formarán parte de una matriz que luego será invertida para su posterior solución. De esta forma se puede dividir la matriz en diferentes secciones obteniéndose así subsistemas del sistema eléctrico total, los cuales podrán ser resueltos separadamente reduciéndose el tamaño de la matriz.

Además, si por razones de precisión numérica o estabilidad, se cambia el valor de los incrementos en estos modelos, la matriz completa ha de ser formada y reinvertida de nuevo.

Los tiristores y demás interruptores electrónicos son modelados como resistencias puras, las cuales adquieren pequeños valores arbitrarios en conducción y grandes valores en periodos de corte.

La integración paso a paso de la solución permite diferentes estrategias en el control de convertidores. Sin embargo, debido a la constante del paso o incrementos, pueden aparecer problemas de oscilación numérica [Campos Barros and Rangel R.D. 1985], esta integración es pues susceptible de ruido numérico [Marti and Lin 1989].

Desde el punto de vista del usuario, el EMTP plantea el problema de tener que escribir en FORTRAN subrutinas que dirijan la simulación. Estas rutinas utilizarán a su vez rutinas con los modelos adecuados que son facilitados por el programa.

Para realizar un análisis de armónicos utilizando el EMTP o bien la versión EMTDC se necesita un muestreo en el rango de Nyquist, pero se necesitan niveles de muestreo mayores si los períodos transitorios preceden al estado permanente.

En resumen, el EMTP/EMTDC es un programa comercial que está ampliamente aceptado en la comunidad científica y el análisis de armónicos puede ser utilizado mediante la transformada de Fourier una vez alcanzado el estado permanente, es pues una técnica que trabaja como se ha dicho, en el dominio temporal.

2.2.1.2 Transient Converter Simulation (TCS)

Este programa desarrollado inicialmente en la Universidad de Manchester [Al-Khashali 1976] y en la Universidad de Canterbury en Nueva Zelanda [Heffernan, 1980] utiliza una técnica similar al EMTP en la que se emplea el método de resolución mediante una integración paso a paso, sin embargo, aquí la solución es independiente del ancho de paso dado que las resistencias, capacidades e inductancias se representan por sus valores. Las ecuaciones que representan la red son solucionadas utilizando la técnica de variables de estado, cuyas variables son el flujo de las inductancias y las cargas de las capacidades y la matriz resultante necesita ser invertida una vez solamente. Este ancho de paso puede ser ajustado para simulaciones dinámicas, esto es, un ancho de paso grande para los estados de conducción y muy cortos para simulaciones de faltas, transitorios rápidos, conmutaciones, etc..

Este programa pensado para simulaciones de convertidores de AC/DC solo tiene modelado resistencias, condensadores e inductancias y para modelar por ejemplo líneas de transmisión es necesario ensamblar en cascada secciones en π utilizando los componentes anteriores. En [Watson N. R. 1987] se realiza sistemas equivalentes dependientes de la frecuencia de redes eléctricas en el punto de conexión con el convertidor, de esta manera se sustituye toda la red eléctrica por su circuito eléctrico equivalente y sólo es necesario modelar el convertidor, en este caso mediante el TCS.

Obtenida la solución en el régimen permanente, lo cual puede llevar mucho tiempo, la evaluación armónica se realiza mediante una transformación de Fourier. Debido a la selección dinámica del ancho de paso, la evaluación armónica en el TCS puede ser más precisa que en el EMTP, aunque es necesario realizar una interpolación para obtener la solución con anchos de pulsos igualmente espaciados antes de realizar la transformación de Fourier.

El TCS es un método que trabaja en el dominio del tiempo con la capacidad de modelar la red eléctrica dependiente de la frecuencia. Es necesario un tiempo que puede ser grande para alcanzar la respuesta periódica, aunque este tiempo se puede reducir considerablemente utilizando técnicas de acercamiento rápido al régimen permanente [Ooi N. M. and Nakra H. L. 1980] y [Usaola J., y García M. J. 1990].

Existen diversos autores [Kitchin R.H. 1977], [Kitchin R.H. 1981], que utilizan técnicas en el dominio del tiempo parecidas a las empleadas por el EMTP y el TCS aunque todas ellas pueden ser agrupadas en técnicas que trabajan en el dominio del tiempo.

En general se podría decir que las técnicas en el dominio del tiempo tienen como desventajas la necesidad de emplear un número de ciclos para alcanzar la respuesta periódica o estado permanente. También necesita de anchos de pasos de integración pequeños si se quiere tener un grado de precisión aceptable. Necesitan procesar la Red completa salvo que se empleen circuitos equivalentes con la consiguiente complejidad en su obtención.

2.2.2 Métodos en el dominio de la frecuencia.

En los métodos que trabajan en el dominio de la frecuencia las cargas no lineales son modeladas por fuentes de tensión o intensidad a todas las armónicas consideradas.

La red eléctrica que se considera lineal es modelada por sus impedancias o admitancias armónicas. Existen diversidad de métodos que trabajan con este principio, así por ejemplo en [Pileggi D. J., Chandra N. H. and Emanuel A.E. 1981] se describe un método en el dominio de la frecuencia que previo cálculo de las impedancias armónica calcula las tensiones nodales en un sistema de distribución pero no toma en cuenta la interacción que pueda existir entre las tensiones e intensidades obtenidas.

Métodos con más precisión que el anterior son los que sí tienen en cuenta la interacción entre la red lineal y el elemento no lineal considerado, llegando a una solución final tras un proceso iterativo. La diversidad de métodos en este sentido radica fundamentalmente en el proceso iterativo utilizado. Así por ejemplo en [Yacamini R. and de Oliveira J. C. 1980] y [Arrillaga J. and Callaghan C.D. 1989] se emplea un proceso iterativo basado en el método de Gauss. Otros trabajos como en [García M. J. 1986] utiliza el proceso iterativo de Newton Raphson. La diferencia radica principalmente en la facilidad de convergencia que plantea el algoritmo de Newton Raphson frente al de Gauss. Sin embargo, este último supone una simplificación de cálculo importante frente al que supone el proceso de Newton Raphson que necesita el cálculo de una matriz Jacobiana que requiere una formulación compleja en el dominio de la frecuencia.

2.3 MÉTODO ELEGIDO EN ESTA TESIS

Tras un análisis de los métodos empleados para la evaluación armónica de elementos no lineales hemos optado por utilizar un método que trabaje fundamentalmente en el dominio de la frecuencia teniendo en cuenta la interacción con la red eléctrica por las ventajas que ello supone en simplicidad, tiempo de computación y mayor precisión frente a los métodos tradicionales que trabajan en el dominio temporal. Además, el método elegido debe de tener acceso al dominio del tiempo con la finalidad de estudiar la evolución temporal del dispositivo no lineal que se esté considerando. Por lo tanto, es un método híbrido entre el dominio del tiempo y de la frecuencia.

En base a lo anterior, en [Arrillaga J. and Callaghan C.D. 1989] se plantea un método que se denomina IHA (Iterative Harmonic Analysis - Análisis iterativo armónico o algoritmo iterativo armónico) que reúne los requisitos que hemos impuesto. Este método fue inicialmente ideado en la Universidad de Canterbury en Nueva Zelanda con el fin de evaluar la distorsión armónica que se produce en los enlaces HVDC para el transporte de energía eléctrica en corriente continua [Eggleston J.F. 1985] y [Callaghan C.D. 1989]. Esta técnica plantea una doble iteración: a) análisis de los armónicos de intensidad en la parte de alterna, b) análisis de los armónicos de tensión en la parte de continua. En esta tesis, tal y como hemos comentado en el primer capítulo, emplearemos la técnica IHA para el análisis armónico de elementos no lineales como compensadores y transformadores.

El algoritmo IHA que describiremos en el capítulo 4 se inicia con un flujo de carga trifásico, el cual nos dará las condiciones iniciales en barras del dispositivo no lineal. A partir de los valores obtenidos del flujo de carga se calculan las intensidades instantáneas producidas por el dispositivo, estas corrientes son inyectadas en la red (la cual es modelada por admitancias) para determinar las tensiones armónicas originadas. Todo ello durante un ciclo cuasi-estacionario, es decir un ciclo estacionario que evoluciona a medida que avanza la evolución temporal del dispositivo en cada iteración según vemos a continuación.

Evidentemente, las tensiones en barras del dispositivo habrán sufrido una modificación respecto a la inicialmente considerada, esta consideración en las tensiones son tenidas en cuenta para el cálculo nuevamente de las intensidades. En consecuencia, se requiere un proceso iterativo para determinar las variables armónicas finales existentes. La figura 2.1 muestra una estructura básica simplificada del proceso iterativo IHA.

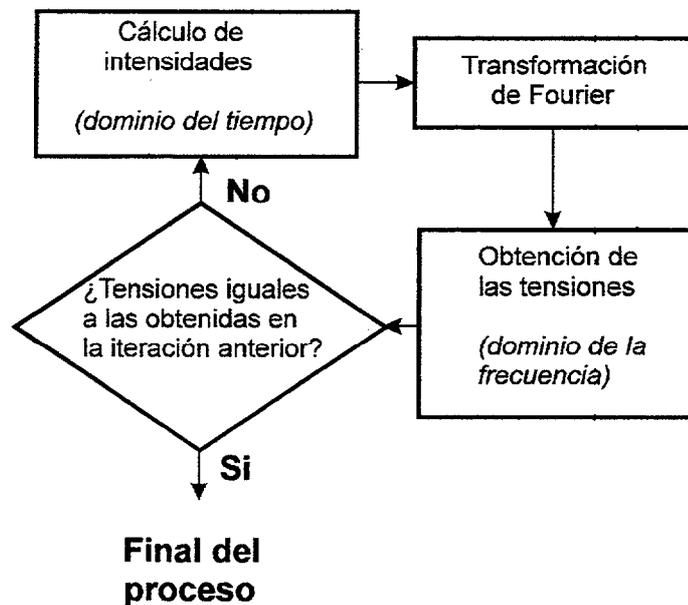


Fig 2.1: Estructura básica del proceso iterativo

La ventaja del IHA es que es un algoritmo que trabaja fundamentalmente en el dominio de la frecuencia y especialmente diseñado para el análisis de armónicos. Los datos requeridos por el algoritmo son simples relativamente. Comenzando como hemos dicho, con un flujo de cargas que nos dará las tensiones iniciales en barras del convertidor y también se necesita la matriz de admitancias armónicas del sistema eléctrico visto desde el mismo punto de conexión. Este último dato es obtenido de un algoritmo que será descrito también en el capítulo cuarto de este trabajo y que fue inicialmente ideado por [Densem 1983]. El número de iteraciones dependerá de la naturaleza de la no linealidad estudiada y de la impedancia armónica del sistema eléctrico. Así, si el elemento no lineal estudiado es particularmente sensible a la presencia de distorsión o si las impedancias armónicas son particularmente altas a determinadas frecuencias (puntos de resonancias), entonces, el algoritmo descrito puede emplear un mayor número de iteraciones o incluso no llegar a la convergencia.

CAPÍTULO 3

CONCEPTOS Y CLASIFICACIÓN DE COMPENSADORES

3.1 CONCEPTOS EN LA COMPENSACIÓN DE LA ENERGÍA REACTIVA.

A la transferencia o utilización de energía en un instante de tiempo es a lo que se denomina potencia, y sólo dos términos referentes a la palabra potencia tienen una naturaleza física real que son la “potencia instantánea” y la “potencia media”, ambas con dimensión de voltio-amperio.

Lo que usualmente conocemos por potencia aparente es el producto del valor eficaz o valor cuadrático medio de la tensión por la intensidad, tiene también dimensión de voltio-amperio, pero en general, no tiene naturaleza física, es más bien una representación de la capacidad de transferencia de energía de un sistema.

Similarmente, lo que usualmente se conoce como potencia reactiva tiene también dimensión de voltio-amperio, pero en general no tiene tampoco una forma o naturaleza física, ni está asociada con la energía de disipación y no necesariamente tiene que estar asociada con el almacenamiento de energía en campos eléctricos o magnéticos.

Podemos distinguir entonces entre lo que son cantidades físicas como las potencias instantáneas y media y lo que se podría llamar “figuras de méritos” [Shepherd W. and Zand P. 1979] conocidas como voltio-amperios aparentes y voltio-amperios reactivos.

Consideremos ahora un circuito pasivo lineal o no lineal como el representado en la figura 3.1a.

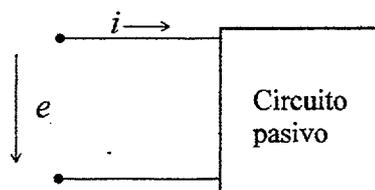


Fig. 3.1a

alimentado por una señal periódica de tensión $e(t)$ procedente de una fuente ideal. Sea $i(t)$ la intensidad periódica 2π senoidal o no senoidal que circula por el circuito.

La potencia instantánea $p(t)$ transferida a través de los terminales de la fuente tiene una periodicidad determinada por la tensión e intensidad y viene dada por la relación 3.1.

$$p(t) = e(t) i(t) \quad 3.1$$

Una función periódica continua de la relación 3.1 da un valor real medio de potencia P dada por la relación 3.2.

$$P = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e(t) \cdot i(t) dt \quad 3.2$$

Esta potencia media (llamada también real, efectiva, útil o activa) es la que sería leída por un vatímetro conectado entre los terminales del circuito 3.1a. Esta definición de potencia media es, como vemos, independiente de las formas de onda.

El valor eficaz o raíz cuadrática media como función periódica es dada por la expresión 3.3. para la intensidad y tensión.

$$I = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i(t)^2 dt} \quad 3.3$$

$$E = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e(t)^2 dt}$$

De las relaciones anteriores 3.3 obtenemos la potencia aparente dada por la siguiente expresión.

$$S = E \cdot I \quad 3.4$$

En términos de potencia es usual definir el llamado “factor de potencia (fdp)” como la relación entre la potencia media que entra en un circuito y la potencia aparente según vemos en la relación 3.5. Una definición universal de dicho factor es “el factor por el cual la potencia aparente debe ser multiplicada para obtener la potencia real, media o activa”.

$$\text{fdp} = \frac{\text{Potencia media}}{\text{Potencia aparente}} = \frac{P}{S} = \frac{P}{E \cdot I} \quad 3.5$$

Se podría decir que la definición del fdp anterior es independiente de las formas de ondas de las tensiones o intensidades. Sin embargo, para obtener un fdp unidad es necesario que la tensión e intensidad tengan la misma forma de onda cualquiera que ésta sea y que además tengan la misma fase en cada instante del período. Por tanto, salvo en circuitos que sean una resistencia lineal pura, el fdp no será la unidad y la potencia aparente será mayor que la real o media medida entre terminales del sistema o circuito eléctrico considerado. Entonces, el objetivo de la compensación del fdp es aumentar P hasta llegar a S o lo que es lo mismo, reducir la diferencia entre S y P tal que la relación $S^2 - P^2$ sea cero. No obstante la fuerte relación que existe en los sistemas eléctricos de potencia entre la potencia reactiva y la tensión, permite plantear la compensación con la finalidad de control de tensiones.

3.1.1 Regímenes senoidales.

Supongamos ahora un circuito como el de la figura 3.1a pero lineal y alimentado con una fuente ideal que suministra una tensión senoidal pura. Las relaciones 3.6 nos dan el valor de las tensiones e intensidades instantáneas siendo φ el ángulo de desfase, en este caso si consideramos una carga con un cierto valor resistivo e inductivo donde E, I son los valores eficaces de la tensiones e intensidad respectivamente calculados en 3.3.

$$e(t) = \sqrt{2} \cdot E \text{ sen}(\omega t) \quad 3.6$$

$$i(t) = \sqrt{2} \cdot I \text{ sen}(\omega t - \varphi)$$

La potencia instantánea vendrá dada por el producto de ambas ecuaciones anteriores obteniéndose la relación 3.7.

$$p(t) = E \cdot I \cos(\varphi) [1 - \cos(2\omega t)] - E \cdot I \sin(\varphi) \sin(2\omega t) = \quad 3.7$$

$$E \cdot I [\cos(\varphi) - \cos(2\omega t - \varphi)]$$

La potencia instantánea anterior puede ser descompuesta en dos términos tal que:

$$p(t) = p_p(t) + p_q(t) \quad 3.8$$

siendo

$$p_p(t) = P \cdot [1 - \cos(2\omega t)]; \quad \text{donde} \quad P = EI \cos(\varphi)$$

$$p_q(t) = Q \cdot \sin(2\omega t); \quad \text{donde} \quad Q = EI \sin(\varphi)$$

La potencia instantánea $p_p(t)$ tiene un valor medio dado por P calculado según (3.2) y además tiene una componente alterna de frecuencia doble que la fundamental. Podemos observar que $p_p(t)$ no se hace nunca negativo y por ello es unidireccional. Esta potencia instantánea es la que muchos autores denominan Potencia Instantánea intrínseca [Emanuel A. E. 1990]. El valor medio P es la potencia real, activa, efectiva o también llamada potencia media.

El término $p_q(t)$ tiene también una componente alterna de frecuencia doble que la fundamental pero su valor medio es nulo. La amplitud de tal oscilación de frecuencia doble es la llamada Potencia Reactiva de valor Q .

En el caso de un sistema trifásico equilibrado, la potencia instantánea vendrá dada por la suma de tres términos iguales a la relación 3.7, por lo tanto si consideramos tres fases a, b y c tendremos:

$$p_3(t) = p_a(t) + p_b(t) + p_c(t) = 3P \quad 3.9$$

lo que indica que la potencia instantánea trifásica es de valor constante e igual a tres veces el valor medio de una fase. Por otro lado, las sumas instantáneas de los términos $p_q(t)$ es cero (sistema trifásico con 120° de desfase entre fases, y por consiguiente su suma es cero). Sin embargo, el concepto convencional de la energía reactiva [Elgerd O.I. 1971] indica que la potencia reactiva es definida en 3.8 como un valor independiente en cada fase y por tanto, en un sistema trifásico, la potencia reactiva es la suma de las potencias reactivas en cada una de las fases, esto es: $Q_3 = 3 Q$.

Vemos aquí que el valor de esta potencia reactiva no es definida en términos de un valor medio (integral). La definición de esta potencia es elegida por su dualidad con la potencia media o físicamente real, en este caso particular de carga lineal con señales senoidales. Esta potencia está relacionada con la energía almacenada en el sistema eléctrico.

La potencia aparente S es dada por la relación 3.4 y el término Q es definido como una componente analítica de S . Considerando entonces un triángulo de potencias (P y Q son ortogonales) se obtiene la relación entre las tres potencias S , P y Q .

$$S^2 = P^2 + Q^2 \quad 3.10$$

Y ya por último la relación entre las potencias media y aparente nos da el fdp:

$$\text{fdp} = \frac{E I \cos(\varphi)}{E I} = \cos(\varphi) \quad 3.11$$

En la relación 3.7 o 3.8 el término $p_q(t)$ que tiene valor medio nulo puede ser eliminado mediante elementos pasivos como condensadores o bobinas con lo que se logra la generación de una intensidad a la frecuencia fundamental que absorba o genere la potencia reactiva Q demandada por la carga. De esta forma, a partir de la modificación de la Q , se puede plantear distintas estrategias de control, fundamentalmente éstas pueden ser catalogadas en:

- fdp cercano a la unidad.
- intensidad eficaz mínima.
- tensión próxima a una referencia dada.

La utilización de la compensación para ajustar el fdp a la unidad se consigue como se evidencia en expresión 3.10 haciendo la Q nula. Del mismo modo, la estrategia de control se puede plantear también minimizando la intensidad eficaz como se desprende de la relación 3.5 y 3.10 donde si se admite que E y P son constantes la I mínima equivale a un fdp la unidad.

Para el control de la tensión en un nudo es necesario considerar la influencia de la potencia reactiva en la red eléctrica. Este efecto puede evidenciarse claramente mediante un sencillo circuito como el de la figura 3.1b.

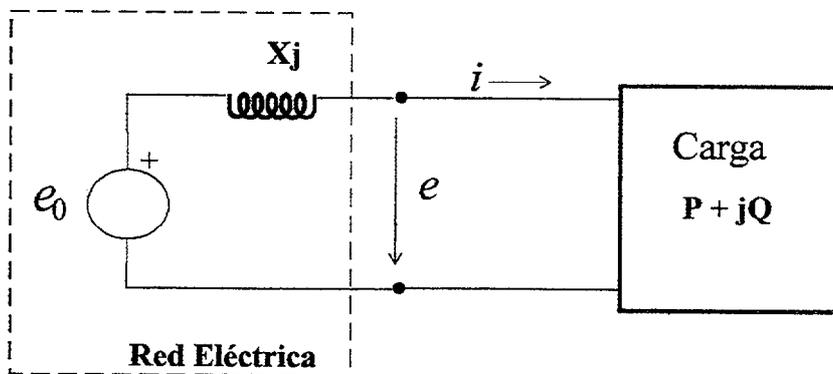


Fig.3.1b

Si en el circuito de la figura anterior se considera E_0 (valor eficaz de e_0) y P constantes, y se calculan los valores de E (valor eficaz de e) para distintos valores de Q de la carga se obtiene la curva que se muestra en la figura 3.1c. Dicha figura evidencia como la variación de la Q puede utilizarse como variable de control de la tensión E .

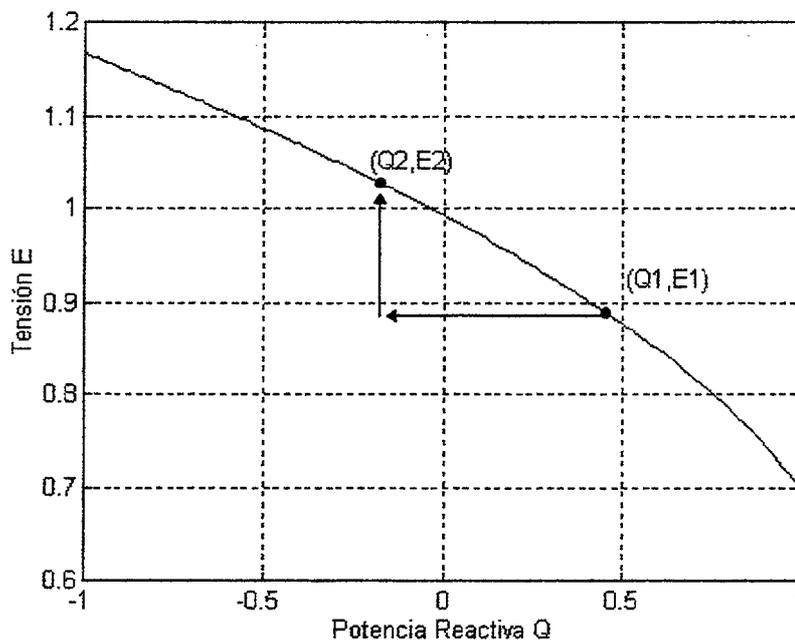


Fig. 3.1c: Variación de la Q como variable de control de la tensión.

3.1.2 Regímenes no senoidales

Los conceptos de potencias activas y reactivas en circuitos eléctricos en regímenes senoidales están bien definidos y aceptados. No es el caso para sistemas no senoidales donde los conceptos anteriores no están todavía suficientemente admitidos. Evidentemente las cargas y en general los elementos que componen un sistema eléctrico de potencia trabajan cada vez más en regímenes no senoidales, como por ejemplo cargas que utilizan control electrónico en su circuito de potencia. Así, autores como [Budeanu C.I. 1927], [Rissik H. 1935], [Shepherd W. and Zakikhani P. 1972 y 1973] y [Sharon D. 1973] dan definiciones de la potencia reactiva en el dominio de la frecuencia, mientras que [Fryze S. 1931], [Kusters N. L. and Moore W. J. M. 1980], [Page C. H. 1980] y [Enslin J. H. R. and Wyk J. D. Van 1988] proponen definiciones en el dominio temporal.

La idea de una potencia reactiva Q_F en el dominio temporal fue dada por [Fryze S. 1931] donde se propone que si i es la intensidad instantánea que circula por un

círculo y I es su valor eficaz, esta intensidad instantánea puede ser descompuesta en dos componentes ip y iq tal que:

$$ip = \frac{P}{E^2} e \quad iq = i - ip \quad 3.12$$

siendo e la tensión instantánea de la fuente y E su valor eficaz. P es la potencia activa. Estas intensidades son ortogonales con lo cual:

$$I^2 = Ip^2 + Iq^2 \quad 3.13$$

donde Ip , Iq son valores eficaces de ip e iq y la relación entre potencias aparente, activa y reactiva es:

$$S^2 = P^2 + Q_F^2 \quad 3.14$$

donde la potencia activa P y reactiva Q_F viene dada por:

$$\begin{aligned} P &= E Ip \\ Q_F &= E Iq = \sqrt{S^2 - P^2} \end{aligned} \quad 3.15$$

Según lo anterior, la compensación de la potencia reactiva se reduce a tratar de eliminar en lo posible la componente reactiva iq de la intensidad.

En [Czarnecki L. S. 1985] se discute el método de [Fryze S. 1931] donde la potencia reactiva Q_F en sistemas senoidales puede ser compensada mediante un equipo de compensación o red pasiva que minimice la intensidad iq . En regímenes no senoidales, Q_F es definida de igual forma, pero esta potencia no tiene una relación directa con las propiedades y parámetros de la carga, es decir, no proporciona ninguna información de la razón por la cual esta potencia es más grande que cero. Por consiguiente, Q_F no ofrece ninguna información con la cual se pueda tener un mejoramiento del factor de potencia por medio de un circuito pasivo.

Autores como [Kusters N. L. and Moore W. J. M. 1980] proponen una definición en el dominio temporal de la potencia reactiva bajo regímenes no senoidales. Dicha definición consiste en subdividir la intensidad total del circuito en una componente que tendría la misma forma de onda que la intensidad que circula por una resistencia pura, otra componente sería la que circula por un condensador y otra por una inductancia pura más una componente residual. Todo ello enfocado a poder diseñar una instrumentación electrónica que pueda medir cada componente y como consecuencia, poder obtener una medida de las potencias correspondientes. El método propuesto debe permitir la posibilidad de un mejoramiento del factor de potencia mediante elementos pasivos como condensadores y bobinas. Este método fue recomendado por [International Electrotechnical Commission (IEC). 1980].

Así, y siguiendo con el método de Kusters y Moore y planteado de forma más generalizada en [Page C.H. 1980], se considera una intensidad i_C que circularía por un condensador alimentado con cualquier forma de onda de tensión e :

$$i_C = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T i \frac{de}{dt} dt}{\frac{1}{T} \int_0^T i \left(\frac{de}{dt} \right)^2 dt} \cdot \frac{de}{dt} \quad 3.16$$

de esta forma se define una “intensidad reactiva capacitiva” tal que su valor eficaz viene dado por la siguiente expresión:

$$I_{qC} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T i \frac{de}{dt} dt}{E} \quad 3.17$$

donde E es el valor eficaz del denominador de la expresión (3.16). De esta manera se define una “potencia reactiva capacitiva” dada por la expresión:

$$Q_C = E \cdot I_{qC} \quad 3.18$$

De igual forma se define una “potencia reactiva inductiva” tal que la misma viene dada por:

$$Q_L = E \cdot I_{qL} \quad 3.19$$

Si la tensión e es senoidal, entonces:

$$I_{qL} = -I_{qC} \quad \text{y} \quad Q_L = -Q_C \quad 3.20$$

Si las tensiones no son senoidales, ambas intensidades reactivas pueden tener una componente residual. La eliminación de estas intensidades reactivas conducen a un factor de potencia teóricamente óptimo utilizando compensación mediante elementos pasivos, bien por condensadores o bobinas o también como indica [Page C.H. 1980], mediante elementos combinados de bobinas y condensadores en paralelo.

En [Czarnecki L. S.: 1985] se demuestra por medio de un ejemplo que para una gran diversidad de cargas lineales y tensiones no senoidales, la compensación capacitiva no llega a ofrecer un valor máximo del factor de potencia, quedando muy por debajo de la unidad en el caso descrito de cargas LR. Puede resultar peores compensaciones capacitivas si la fuente tiene una impedancia inductiva. Con lo que el método de la “potencia reactiva capacitiva” se muestra aquí bastante ineficaz en regímenes no senoidales.

[Czarnecki L. S. 1985] propone un método híbrido entre el dominio de la frecuencia y del tiempo aunque considera situaciones de tensiones no senoidales con cargas lineales.

Los métodos que básicamente utilizan el dominio de la frecuencia se presentan como más prometedores en el estudio del mejoramiento del factor de potencia cuando consideramos las cargas no lineales. Así por ejemplo el método propuesto por

[Shepherd W and Zakikhani 1972 y 1973] y [Shepherd W. and Zand P. 1979] es considerado por muchos autores como un método convencional en el estudio de sistemas con elementos no lineales.

En este caso, la tensión es considerada senoidal no así la intensidad dada la no linealidad de la carga. Ambas son expresadas por las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} e &= E_{\text{mx}} \text{sen}(\omega t) \\ i &= \sqrt{2} \sum_1^h I_h \text{sen}(h\omega t + \phi_h) \end{aligned} \quad 3.21$$

donde h es el número de armónicos considerado y E_{mx} es el valor máximo de la tensión e . La siguiente relación nos da la potencia instantánea, donde E , I son valores eficaces de la tensión e intensidad respectivamente.

$$\begin{aligned} p &= E I_1 \cos(\phi_1)(1 - \cos 2\omega t) - E I_1 \text{sen}(\phi_1) \text{sen}(2\omega t) + \\ &\sum_{h=2}^{\infty} 2 E I_h \text{sen}(\omega t) \text{sen}(h\omega t - \phi_h) \end{aligned} \quad 3.22$$

La potencia media es calculada según 3.2 y representada por la siguiente ecuación:

$$P = E I_1 \cos(\phi_1) \quad 3.23$$

y el valor eficaz de la intensidad es:

$$I = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i(t)^2 d(t)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[\sqrt{2} \sum_1^h I_h \text{sen}(h\omega t + \phi_h) \right]^2 d(\omega t)} = \sqrt{\sum_1^h I_h^2} \quad 3.24$$

La potencia aparente es:

$$S = EI = E \sqrt{(I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots)} \quad 3.25$$

Vemos aquí que así como la potencia media es el producto de la tensión e intensidad a iguales frecuencias, la potencia aparente es independiente de la frecuencia.

En cuanto a la potencia reactiva Q , ésta no tiene una existencia física independiente en circuitos no lineales quedando definida como se indicó en 3.9, es decir:

$$Q = E I_1 \text{ sen}(\varphi_1) \quad 3.26$$

Ahora, en este caso de no linealidad es necesario definir una componente analítica más conocida como voltio-amperios de distorsión o "potencia de distorsión" (H) de tal forma que tenemos la relación dada anteriormente en 3.10 ampliada como sigue:

$$S^2 = P^2 + Q^2 + H^2 = E^2 \cdot I^2 \quad 3.27$$

Como ya hemos comentado, las potencias real y reactiva son calculadas a la frecuencia fundamental de tensiones e intensidades y en este sentido la relación siguiente es válida:

$$P^2 + Q^2 = E^2 \cdot I_1^2 \quad 3.28$$

de 3.27 y 3.28 obtenemos:

$$H^2 = S^2 - (P^2 + Q^2) = E^2 \cdot I^2 - E^2 \cdot I_1^2 = E^2 (I^2 - I_1^2) = E^2 \left(\sum_1^h I_h^2 - I_1^2 \right) \quad 3.29$$

y por tanto la potencia distorsionante queda definida como sigue:

$$H = E \sqrt{\sum_2^h I_h^2} = E \sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots + I_h^2} \quad 3.30$$

Los voltios-amperios de distorsión o potencias de distorsión H son producidos por la combinación de las tensiones y componentes de intensidad de frecuencias distintas, esto es, la tensión a la frecuencia fundamental y las intensidades a frecuencias distintas de la fundamental ($h=2,3,\dots$).

Dada la ortogonalidad de la relación 3.27 podemos hacer una representación tridimensional de las potencias definidas en lugar del triángulo de potencias utilizado en el caso de linealidad como se muestra en la figura 3.2.

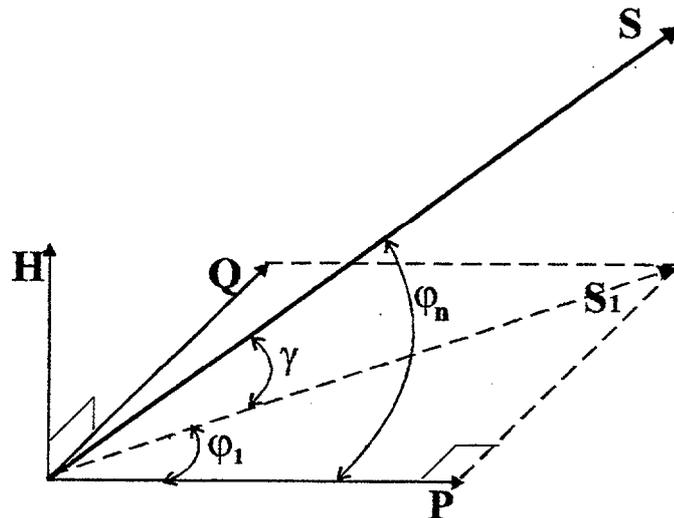


Fig. 3.2: P potencia activa; Q potencia reactiva; H potencia distorsionante; S_1 potencia aparente sin armónicos; S potencia aparente con distorsión; $\cos\phi_1$ factor de desplazamiento; $\cos\gamma$ factor de distorsión.

Se ha de tener en cuenta que al igual que pasaba con la potencia reactiva (Q), en H no hay un valor medio asociado con él como sucedía con P . También H no tiene una existencia física independiente. La descomposición analítica de S puede resultar válida y útil en circuitos lineales o no pero con tensiones senoidales puras. De lo contrario, cuando la tensión no es senoidal, la descomposición de S anterior puede ser dudosa y por tanto sujeta a interpretaciones individuales.

La definición del factor de potencia queda ahora de la siguiente forma:

$$\text{fdp} = \frac{P}{S} = \frac{P}{S} = \frac{I_1}{I} \cos(\varphi_1) = \frac{I_1}{\sqrt{\sum_1^h I_h^2}} \cos(\varphi_1) \quad 3.31$$

La relación $\frac{I_1}{I}$ nos da una medida del grado de distorsión producido por la no linealidad y es por ello denominada “factor de distorsión” (fdd). Entonces, el factor de potencia (fdp) puede ser expresado por el producto de dos factores como indica la siguiente relación:

$$\text{factor de potencia} = \text{factor de distorsión} * \text{factor de desplazamiento} \quad 3.32$$

Nótese que si $I > I_1$ indica la presencia de componentes armónicas de intensidad y el fdp es menor que la unidad aún en el caso de que el factor de desplazamiento sea $\cos(\varphi_1) = 1$.

La potencia distorsionante H también puede ser expresada en función del factor de distorsión tal que:

$$H^2 = E^2 (I^2 - I_1^2) = E^2 I^2 \left[1 - \left(\frac{I_1}{I} \right)^2 \right] = H^2 = S^2 [1 - (\text{fdd})^2] \quad 3.33$$

$$\text{Potencia distorsionante}^2 = \text{Potencia aparente}^2 \cdot [1 - \text{factor de distorsion}^2]$$

Si el fdd =1, la potencia distorsionante es cero lo cual sucede si el circuito es lineal y la tensión senoidal. También podemos observar que H es independiente del factor de desplazamiento ($\cos\varphi_1$).

De forma análoga, la potencia reactiva se puede expresar en función de factor de desplazamiento:

$$Q^2 = E^2 \cdot I_1^2 \sin^2(\varphi_1) = E^2 \cdot I_1^2 [1 - \cos^2(\varphi_1)] = \frac{P^2}{\cos^2(\varphi_1)} [1 - \cos^2(\varphi_1)] \quad 3.34$$

con lo que nos queda para la potencia reactiva:

$$Q = \frac{P \sqrt{1 - \cos^2(\varphi_1)}}{\cos(\varphi_1)} \quad 3.35$$

y el factor de desplazamiento queda definido como sigue:

$$\cos(\varphi_1) = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad 3.36$$

En la relación 3.22 el término $E \cdot I_1 \sin(\varphi_1) \sin(2\omega t)$ o lo que es lo mismo $Q \sin(2\omega t)$ tiene un valor medio cero y puede ser eliminado mediante elementos pasivos como condensadores y bobinas para generar o absorber la potencia reactiva demandada por la carga. Sin embargo, la potencia armónica o potencia distorsionante H no es posible eliminarla mediante los métodos de compensación anteriores dado que las frecuencias de sus componentes son distintas de la fundamental. La eliminación de H depende entonces de la utilización de filtros que trabajen como cortocircuitos para las corrientes armónicas.

Todo lo anterior es relativo también a sistemas con tensiones no senoidales. Si consideramos inicialmente el sistema lineal, los armónicos de intensidad serán un reflejo de los que están presentes en las tensiones, así tendremos:

$$e = \sqrt{2} \sum_{h=1}^{\infty} E_h \sin(h\omega t + \alpha_h) \quad 3.37$$

$$i = \sqrt{2} \sum_{h=1}^{\infty} I_h \sin(h\omega t + \beta_h)$$

La intensidad puede ser descompuesta al igual que en el caso anterior en dos componentes i_R , i_r tal que:

$$i_R = \sqrt{2} \sum_{h=1}^{\infty} I_h \cos(\varphi_h) \sin(h\omega t + \alpha_h) \quad 3.38$$

$$i_r = \sqrt{2} \sum_{h=1}^{\infty} I_h \sin(\varphi_h) \cos(h\omega t + \alpha_h)$$

donde $\varphi_h = \alpha_h - \beta_h$ y siendo ortogonales mutuamente tenemos en valores eficaces:

$$I^2 = I_R^2 + I_r^2 \quad 3.39$$

y como consecuencia:

$$S^2 = S_R^2 + Q_r^2 \quad 3.40$$

donde

$$S_R = E \cdot I_R \quad Q_r = E \cdot I_r \quad 3.41$$

siendo E el valor eficaz de la tensión (3.37) y las intensidades I_R, I_r los valores eficaces de (3.38).

Análogamente si consideramos separadamente la frecuencia fundamental y el resto de las componentes armónicas, obtendremos también una definición de potencia distorsionante H en donde estarán incluidas componentes de frecuencias comunes con las frecuencias de las tensiones, con lo que se obtendrán potencias activas armónicas englobadas en S_R e intensidades con frecuencias desfasadas con las tensiones incluidas en Q_r que denominamos reactivas. La compensación sería en este caso eliminar en lo posible la intensidad i_r total y las correspondientes a i_R de frecuencias distintas de la fundamental.

El procedimiento anterior puede ser aplicado a sistemas eléctricos en general no senoidales (incluyendo tensiones no senoidales y elementos del sistema eléctrico no

lineales). En este caso y para las potencias instantáneas, aparecen términos productos de iguales y diferentes frecuencias, es decir, aparecen términos con frecuencias igual a la suma y diferencias de las componentes de las tensiones e intensidades. El principio de superposición puede aplicarse a las tensiones e intensidades instantáneas, pero no puede ser aplicado al producto de dichos valores instantáneos ni tampoco al producto de los valores eficaces. Sin embargo, y como hemos comentado, al producirse orden de armónicos comunes en tensiones e intensidades, se producen potencias activas que han de ser también eliminadas por producir pérdidas en el sistema eléctrico.

En [Czarnecki L. S. and Lasicz A. 1988] se plantea los mismos conceptos de la descomposición de la intensidad en componentes activa, reactiva y residual o esparcida, pero en este caso ahora con señales no periódicas. Estas señales no periódicas de tensión e intensidad son analizadas en espectros de frecuencia con lo cual se calcula la admitancia y conductancia equivalente de la carga. Los valores eficaces de todas las componentes de intensidad y sus valores instantáneos pueden ser también calculados. Los resultados obtenidos se pueden utilizar para diseñar sistemas de compensación que minimicen la intensidad total suministrada por la fuente.

En un sistema eléctrico de potencia las cargas así como el contenido armónico pueden cambiar continuamente. Las teorías anteriormente expuestas son básicamente planteadas en estados permanentes o estacionarios. En este sentido cabe mencionar nuevos conceptos de lo que se denomina la “teoría de la potencia instantánea” o también “la teoría p-q” que fue planteada por [Akagi H y otros 1983 y 1984]. Dicha teoría, basada en descomponer cada término de potencia en coordenadas α - β -0 puede ser también utilizada en estados transitorios y considerando cualquier forma de onda tanto de tensión como de intensidad. En [Watanabe H.E. y otros 1993] el concepto de las potencias instantáneas activa y reactiva propuesto por Akagi es nuevamente expuesto para cualquier carga genérica analizando sistemas desequilibrados mediante las componentes simétricas y planteando el significado físico de la potencia instantánea de secuencia cero, mostrando un ejemplo de como la teoría propuesta por Akagi puede ser utilizada para el diseño y control de filtros activos de potencia. Los autores de esta

última referencia sostienen que la teoría de Akagi es la base para el diseño de nuevos sistemas de compensación basados en filtros activos planteando con ello una nueva generación de instrumentos de medidas y elementos de compensación en sistemas eléctricos de potencia en regímenes no senoidales.

En definitiva podemos decir que el objetivo fundamental de la compensación además de la eliminación de las componentes reactivas es la de linealizar en lo posible el sistema eléctrico, es decir, que el conjunto circuito compensador-carga sea visto por el sistema eléctrico al cual está conectado como un elemento lineal.

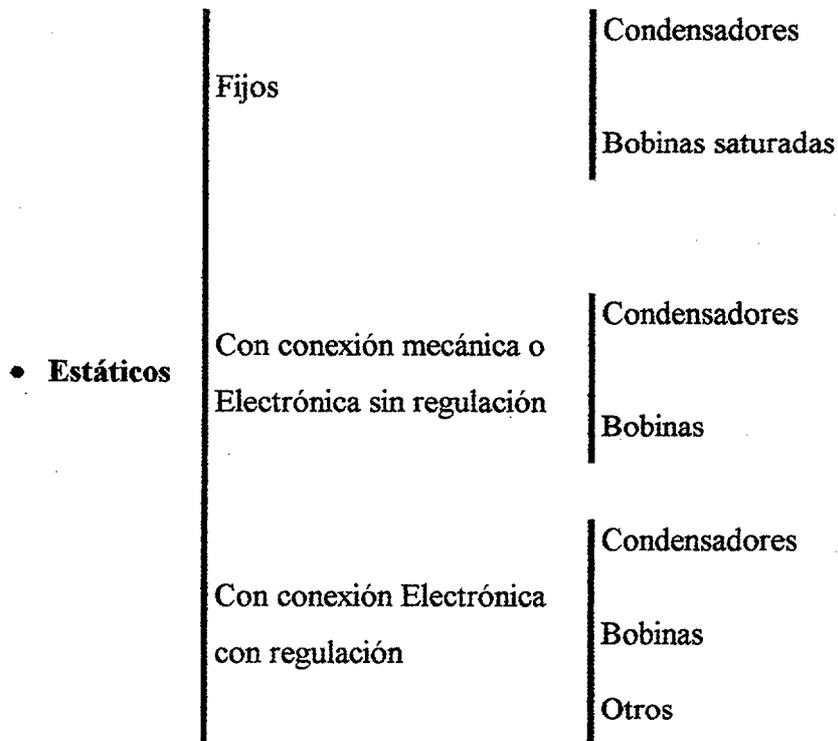
Como ya fue expuesto en el segundo capítulo, en la presente tesis se tratarán sólo los sistemas de compensación tradicionales para altas potencias como el TCR y TSC para la compensación de las potencia reactivas a la frecuencia fundamental analizando la utilización de filtros para la eliminación de las componentes armónicas producidas en general por el propio compensador.

Seguidamente abordamos la descripción de los compensadores de energías reactivas existentes.

3.2 CLASIFICACIÓN DE COMPENSADORES

En el siguiente esquema se presenta una clasificación generalizada de compensadores en base a los dispositivos utilizados.

- **Giratorios**



3.2.1 Compensadores giratorios

Son máquinas síncronas actuando como condensadores síncronos. Es en realidad un motor síncrono girando generalmente en vacío sobreexcitado o subexcitado según aporte o consume potencia reactiva de la red. La siguiente figura 3.3 representa una máquina síncrona trabajando como motor y girando en vacío conectada a la red en

ambos casos: a) sobreexcitada y b) subexcitada, con lo cual se produce un adelanto de la intensidad con respecto a la tensión o un atraso respectivamente.

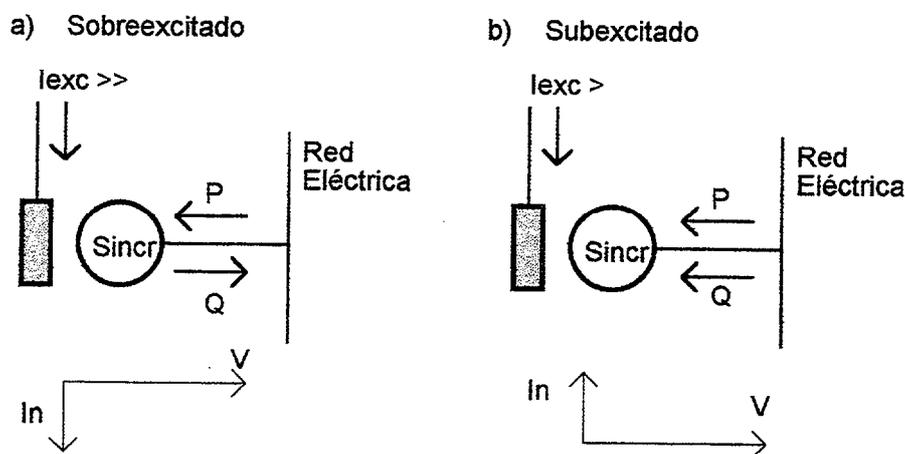


Fig.3.3: Motor síncrono a) aportando reactiva. b) consumiendo reactiva de la red

Como vemos, el comportamiento de la máquina síncrona sobreexcitada produce el mismo efecto de aporte de potencia reactiva a la red al igual que un condensador y análogamente subexcitada consume reactiva de la red de la misma forma que una bobina. En ambos casos a y b podemos tener un control de la potencia reactiva inyectada o consumida de la red, lo que no sería posible con compensadores estáticos fijos de tipo capacitivo o inductivos.

Las ventajas del compensador síncrono son:

- La regulación de la potencia reactiva es muy fácil y progresiva, pudiendo compensar tanto cargas inductivas como capacitivas.
- No produce distorsión armónica apreciable en tensión ni en intensidad.

Las desventajas con respecto a la compensación estática son:

- El compensador síncrono trabajando como motor en vacío consume potencia activa que puede tener un valor apreciable.
- Su instalación implica gastos de montaje y de mantenimiento. Necesita además de una máquina de arrastre para su conexión a la red.

3.2.2 Compensadores estáticos.

Siguiendo la clasificación de compensadores expuesta, los estáticos pueden ser fijos, por conexión mecánica o por conexión electrónica con o sin control del momento de la conexión.

3.2.2.1 Compensadores estáticos fijos

Estos compensadores constan básicamente de condensadores fijos conectados en paralelo con la carga. El principal inconveniente de esta configuración es que no se adapta de forma continua a las variaciones de la potencia reactiva en la carga.

Las desventajas de este tipo de compensación son:

- La energía reactiva generada depende de la tensión de alimentación, y no del régimen de funcionamiento de la carga. Por lo tanto, no se adapta al entorno y no puede garantizar un fdp constante.
- Sensibilidad a la presencia de armónicos de tensión dado que su impedancia decrece proporcionalmente con la frecuencia lo que puede provocar calentamiento en las capacidades.

Como ventajas podemos mencionar las siguientes:

- La potencia activa absorbida es muy pequeña (del 0,3 al 0,5% de su potencia aparente)
- No necesita gastos de mantenimiento.
- Posibilidad de fraccionar la potencia instalada mediante agrupación de condensadores en baterías, según necesidades.

3.2.2.2 Compensadores con conexión mecánica sin regulación.

Para conseguir que el compensador estático se adapte a las diferentes condiciones de funcionamiento de la red y de la carga es necesario que éste reaccione ante sus variaciones. Para ello, se disponen varias baterías de condensadores en paralelo que puedan ser conectadas o desconectadas mediante interruptores o relés según las condiciones de demanda de reactiva de la carga. El inconveniente de esta configuración es el empleo del interruptor mecánico o relé que está sometido a desgastes en los contactos y por tanto necesitan mantenimiento. Otro inconveniente es en el momento de la conexión que es relativamente lenta produciendo perturbaciones en la red.

Se suele conectar en serie con los condensadores una bobina limitadora con el fin de limitar las corrientes transitorias de conexión a la red.

La figura 3.4 muestra una configuración de este tipo. La potencia reactiva Q_L es la demandada por la carga siendo ésta compensada por las potencias reactivas Q_C suministradas por los condensadores.

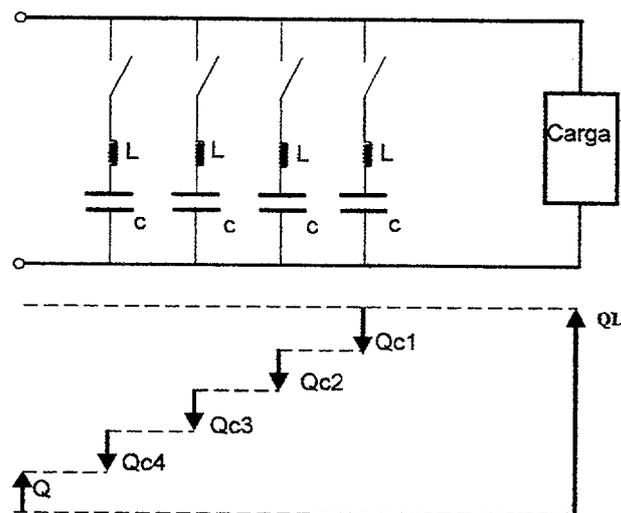


Fig. 3.4: Compensación de reactiva Q_L mediante condensadores conectados por relés.

Como vemos es muy difícil compensar la totalidad de la potencia reactiva demandada por la carga mediante el empleo de compensadores de este tipo, siendo la potencia Q la reactiva residual que ha de ser suministrada por la red.

3.2.2.3 Compensadores con conexión electrónica sin regulación.

Este tipo de compensador se puede considerar idéntico al anterior con la diferencia en que el interruptor es de accionamiento electrónico. Tiene pues la ventaja de la rapidez de conexión evitando así las perturbaciones y desgaste que el accionamiento mecánico tenía.

Podemos clasificarlos en dos tipos principales según se conecten condensadores o bobinas. El primero de ellos es el llamado TSC (Thyristor Switched Capacitor - condensador conectado por tiristores) y el segundo es el llamado TSR (Thyristor Switched Reactor - Bobina conectada por tiristores).

3.2.2.3.1 Compensador de condensadores conectados por tiristores (TSC)

Como se ha indicado, este compensador simplemente consta de un interruptor electrónico de potencia y un condensador y es el llamado TSC (Thyristor Switched Capacitor). Suele llevar también una bobina en serie para la limitación de la intensidad transitoria de conexión. Una configuración simple es la representada en la figura 3.5.

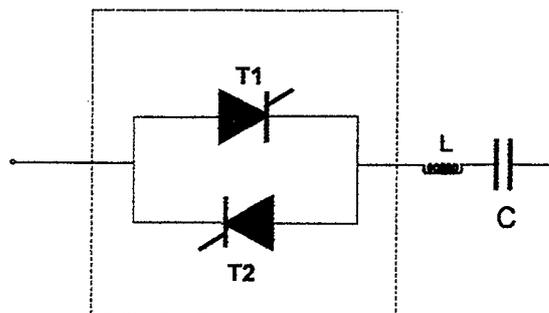


Fig.3.5: Configuración simple de un compensador TSC.

El principio de la compensación de la potencia reactiva mediante este tipo de configuración es idéntica a la anterior con la diferencia que la conexión se puede realizar en cada semiciclo de la tensión de la red. Este comportamiento está asociado al funcionamiento del interruptor electrónico que se acciona mediante una señal de disparo y se desconecta cuando la intensidad que circula por él se anula. De esta forma se pueden conectar o dejar de conectar condensadores a la red controlando semiciclo a semiciclo el flujo de potencia reactiva que se inyecta en la red.

La configuración del interruptor electrónico dependerá de la potencia a la que se esté trabajando. En la práctica suelen ser dos tiristores en antiparalelo como muestra la figura 3.5. Es pues necesario disparar de forma continuada dichos tiristores para así poder tener una continuidad de la intensidad durante los ciclos que se desean que esté conectado el condensador a red, sin necesidad de descargar el condensador para ser conectado nuevamente.

La figura 3.6 muestra los momentos en que conduce cada tiristor del compensador de la figura 3.5.

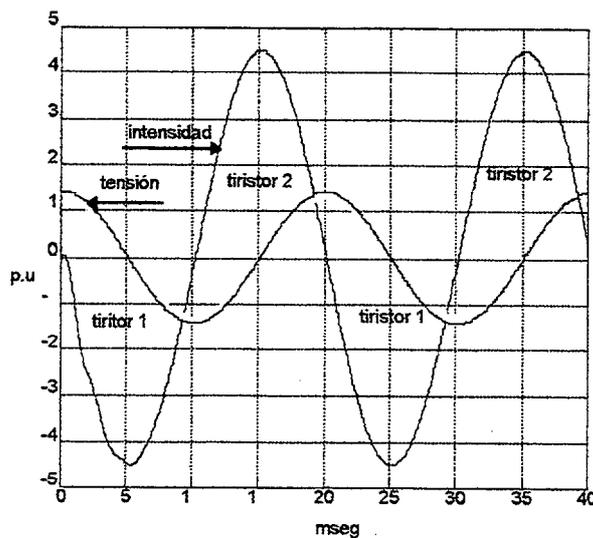


Fig. 3.6: Intensidad producida por el compensador TSC de la figura 3.5

3.2.2.3.2 Compensador de bobinas conectadas por tiristores (TSR).

El compensador TSC descrito en el apartado anterior posee el inconveniente de no poder controlar en su totalidad la potencia reactiva, es decir, actúa por saltos de escalones y como consecuencia, siempre por muchos escalones de condensadores que se tengan quedará una cantidad de reactiva por compensar o bien una cantidad de reactiva en exceso que se suministra a la red.

El TSR (Thyristor Switched Reactor) es pues una bobina que se conecta a la red mediante un interruptor generalmente electrónico (tiristores) con un funcionamiento semejante al TSC. la figura 3.7 muestra una configuración simple de un TSR.

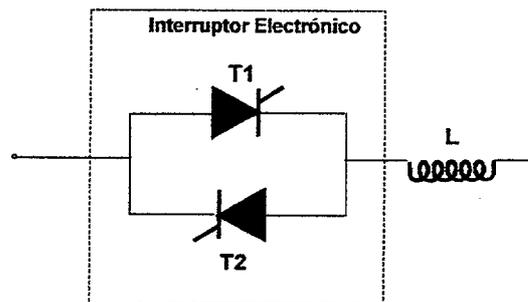


Fig. 3.7: Configuración simple de un compensador TSR

En muchos casos es preferible disponer de un exceso de potencia reactiva producida por bancos fijos de condensadores o bien con TSC y consumir el exceso en bobinas o bancos de bobinas que se conectarían a la red de forma también escalonada.

En general, donde se tiene un exceso de potencia reactiva es aconsejable el empleo de los TSR. Así por ejemplo, en líneas de transporte de energía eléctrica en alta tensión que abastecen a núcleos con gran cantidad de industrias que consumirán una potencia reactiva importante durante las horas laborales, y en horas nocturnas la potencia reactiva generada incluso por el propio cable de la línea estará en exceso al estar menos cargada la línea. En este caso, la línea tendrá un perfil de la tensión ascendente durante las noches y descendente durante el día laboral. Se hace pues necesario un control de la

tensión que mantenga a ésta lo más fija posible ya sea inyectando potencia reactiva o consumiéndola.

Tal y como comentamos en el capítulo 2, el TSR es combinado en muchos casos con bancos de baterías de condensadores (TSC) formando el combinado TSR/TSC. Un ejemplo de este tipo de instalaciones es descrita en un informe de Cigré [Petersson A y otros 1994].

La regulación de la intensidad reactiva inyectada en la red se puede realizar colocando bancos de compensadores TSC en paralelo con TSR como indica la figura 3.8. De esta forma podemos tener un control más ajustado de la potencia reactiva que la sola utilización de un TSC pues el exceso de reactiva que se podría producir en un salto de capacidad puede ser eliminado con la conexión de uno o dos TSR.

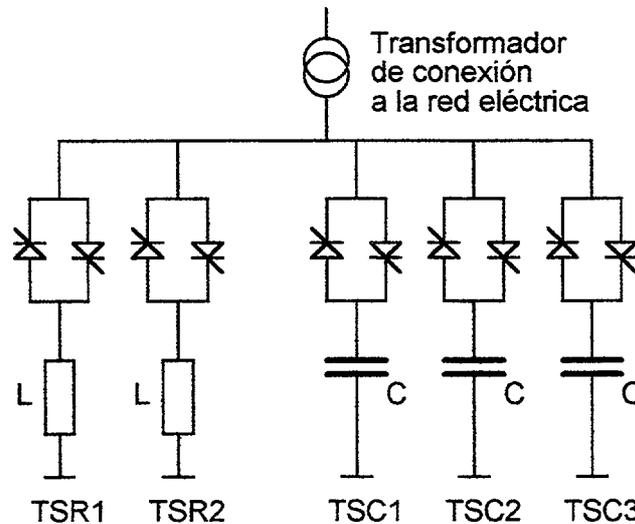


Fig. 3.8: Compensador combinado TSR/TSC

3.2.2.4 Compensadores con conexión electrónica y con regulación.

En ninguno de los anteriores compensadores se puede controlar de forma continua la intensidad reactiva y como consecuencia la potencia reactiva que se inyecta o

se consume de la red. Es decir, siempre habrá por exceso o defecto potencia reactiva que controlar.

3.2.2.4.1 Compensador de bobina controlada por tiristores (TCR).

Para lograr un control continuo de la potencia reactiva, habrá que disponer de un sistema que pueda controlar el flujo de intensidad en cada semiciclo. Para ello la configuración de un TSR es suficiente siempre y cuando se disparen los tiristores en los ángulos adecuados al valor de la intensidad que se quiere consumir. Este dispositivo funcionando de esta manera es el llamado TCR (Thyristor Controlled Reactor - Bobina Controlada por Tiristores). En [Gyugyi L., Otto R. A., Putman T. H. 1978], [Gyugyi L. 1979, 1987 y 1988] y [Miller, T.J.E. 1982] son algunas de las referencias clásicas donde se detalla el funcionamiento del TCR.

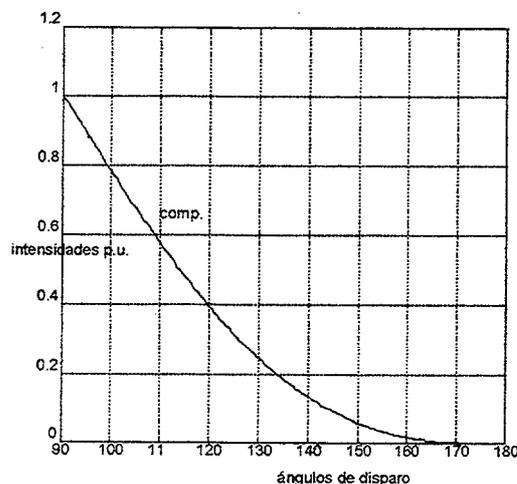


Fig.3.9: Componente fundamental de la intensidad en un TCR en función de los ángulos de disparos

Más adelante abordaremos el estudio detallado de los armónicos producidos por este tipo de compensador. Desde el punto de vista de la componente fundamental de la intensidad vemos en la gráfica de la figura 3.9 que ésta varía con el ángulo de disparo, lo que viene a ser como si se dispusiese de una bobina variable que consumirá más o menos reactiva según el control en el disparo de los tiristores. Así la bobina será mínima para un

ángulo de 90° (intensidad máxima) y es infinita para ángulos próximos a 180° donde la intensidad será prácticamente nula.

Supongamos ahora que tenemos un TCR en el cual haremos un análisis únicamente a la frecuencia fundamental en paralelo con un compensador capacitivo fijo como el de la figura 3.10 [Lab. Electrotecnia. 1995]. Este tipo de configuración es también llamada TCR-FC (Thyristor Controlled Reactor-Fixed Capacitor). En dicha figura el TCR es simulado por una bobina variable.

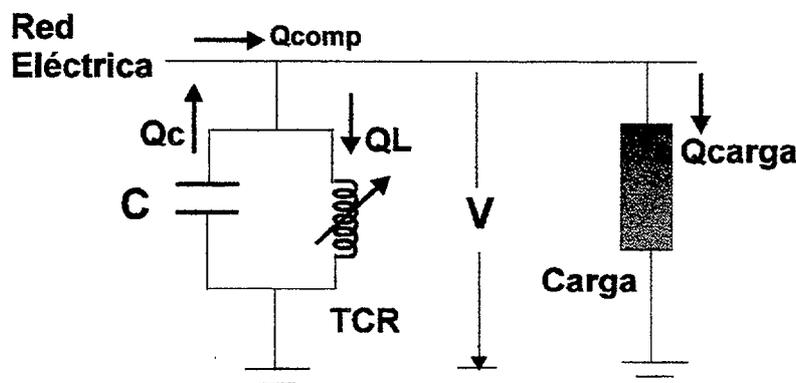


Fig.3.10: Conjunto carga-compensador TCR-FC y red.

La potencia reactiva a la frecuencia fundamental consumida por la bobina será :

$$Q_L = \frac{V^2}{\omega L_\alpha} \quad 3.42$$

y la generada por el condensador es:

$$Q_c = \omega \cdot C \cdot V^2 \quad 3.43$$

La energía restante o compensada dependerá de la variación del valor de la bobina, esto es, del ángulo de disparo. En este sentido el balance energético será dado por la potencia compensada:

$$Q_{\text{comp}} = Q_C - Q_L \quad 3.44$$

La gráfica de 3.11a muestra la variación de Q_{comp} en función del ángulo de disparo. Como se puede apreciar, el TCR tiene un comportamiento inductivo para valores pequeños del ángulo de disparo y para ángulos mayores de 110° el consumo de la intensidad reactiva por la bobina va disminuyendo y en consecuencia, la potencia reactiva inyectada en la red va aumentando.

La intensidad eficaz a la frecuencia fundamental consumida por el conjunto de la carga más el compensador se puede calcular según la relación 3.45:

$$I = \frac{\sqrt{P^2 + Q^2}}{V} \quad 3.45$$

donde Q y P son las potencias reactivas y activas demandadas por el conjunto compensador más carga y V es la tensión eficaz de la red.

La gráfica 3.11b muestra la variación de la intensidad reactiva donde se puede apreciar como ésta aumenta para ángulos pequeños de disparo ($<110^\circ$ para este caso) lo que indica que la bobina consume intensidad reactiva hasta un mínimo donde el consumo por el conjunto compensador más carga es prácticamente de potencia activa y por tanto, la intensidad es mínima y la potencia reactiva aportada por la red es nula. A partir de los 110° aproximadamente la intensidad vuelve a aumentar pero en forma adelantada con respecto a la tensión, lo que indica un aporte de reactiva al sistema. De dichas gráficas se deduce que el comportamiento óptimo se obtiene cuando la intensidad consumida de la red es mínima y por tanto la potencia portada por la red es prácticamente activa [Czarnecki L. S. 1985] y [Gómez E. A 1991].

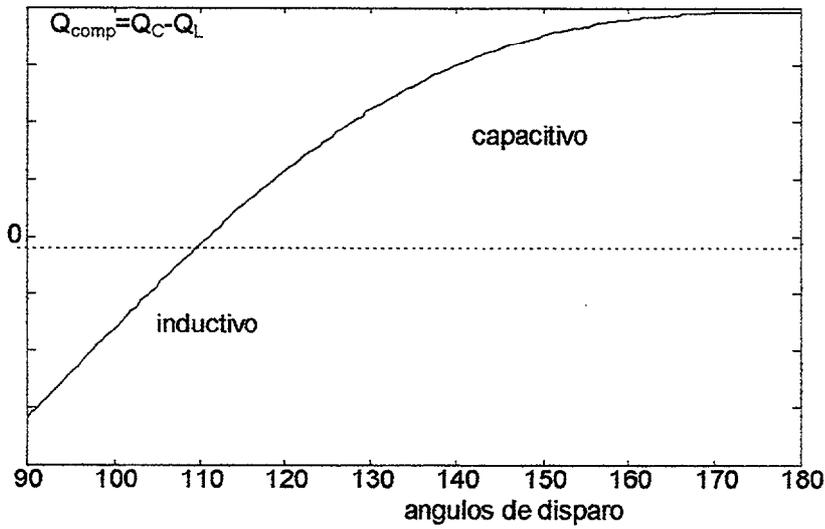


Fig. 3.11a: Variación de la Q_{comp} en función del ángulo de disparo.

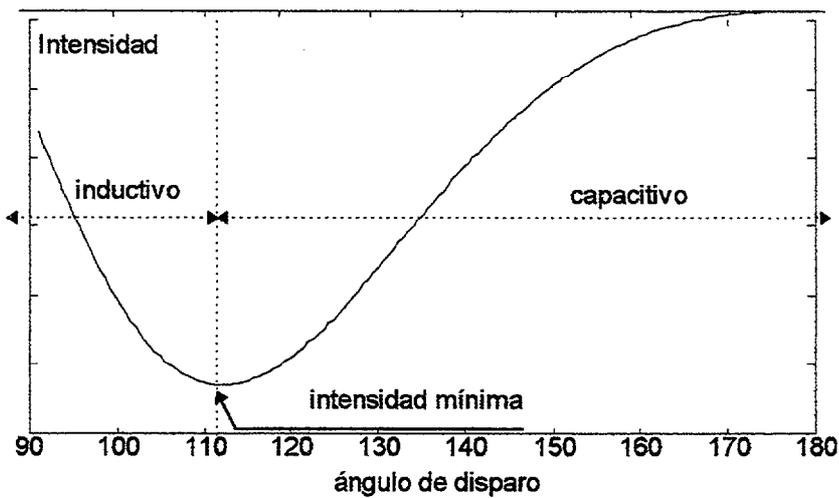


Fig.3.11b: Variación de la intensidad consumida de la red por el compensador más carga en función del ángulo de disparo del TCR.

3.2.2.3 Otros Compensadores

Todos los compensadores estáticos de energía reactiva son llamados de forma genérica SVC (Static Var Compensator). En este apartado incluimos otros tipos de compensadores que podemos clasificar como compensadores con conexión electrónica y con regulación.

Gracias al avance de la electrónica de potencia, la técnica de ancho de modulación de pulso (PWM) está siendo cada vez más utilizada en los sistemas eléctricos de potencia. De forma genérica podemos decir pues que la técnica PWM ha abierto un nuevo campo en los métodos de compensación de la energía reactiva.

Así por ejemplo, un inversor de continua a alterna (dc/ca) funcionando con la técnica de PWM y diodos en antiparalelo con los elementos de conmutación, puede ser utilizado para dar la corriente reactiva que una carga determinada solicite. La figura 3.12 representa lo que se le denomina un SWVC (Static Watt-Var Compensator - compensadores de energía reactiva y generadores de activa estáticos) porque son capaces también de inyectar potencia activa además de reactiva.

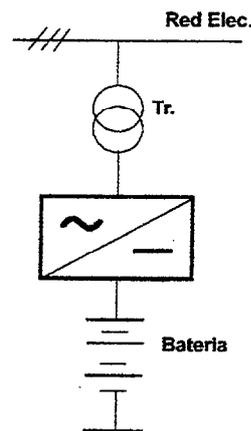


Fig.3.12: Representación simple de un SWVC

En [Ceraolo M. 1996] se comenta el aspecto económico que supone la utilización de un TCR frente a un SWVC del tipo de la figura 3.12. Este último es modelado como una máquina síncrona y como tal es capaz de trabajar en los cuatro cuadrantes del plano P-Q, o sea, capaz de dar y consumir potencia activa / reactiva. Como desventaja podríamos considerar la limitación en potencia de los interruptores estáticos que utiliza el inversor (GTO, IGBT, etc..) frente a la robustez que caracteriza a los tiristores generalmente empleados en TCR de potencia. También la fuente de energía activa que es mediante baterías supone un costo elevado en inversión y mantenimiento frente a la potencia que almacena.

Estos sistemas son cada vez más utilizados en energías alternativas, como por ejemplo, inversores aplicados a paneles solares y también en generadores eólicos. En esta última aplicación es usual la utilización de un conjunto rectificador - inversor con el fin de desacoplar el generador eólico síncrono de la red eléctrica a donde se inyecta además de la energía activa procedente de la conversión eólica, la energía reactiva que la red eléctrica solicite sin tener la necesidad de la utilización de compensadores capacitivos.

Otro ejemplo en la utilización de la técnica PWM son los ASVC (Advanced Static Var Compensator- Compensadores de Energía Reactiva avanzados) también llamados STATCOM (Static Synchronous Compensators - Campensadores Síncronos Estáticos) .

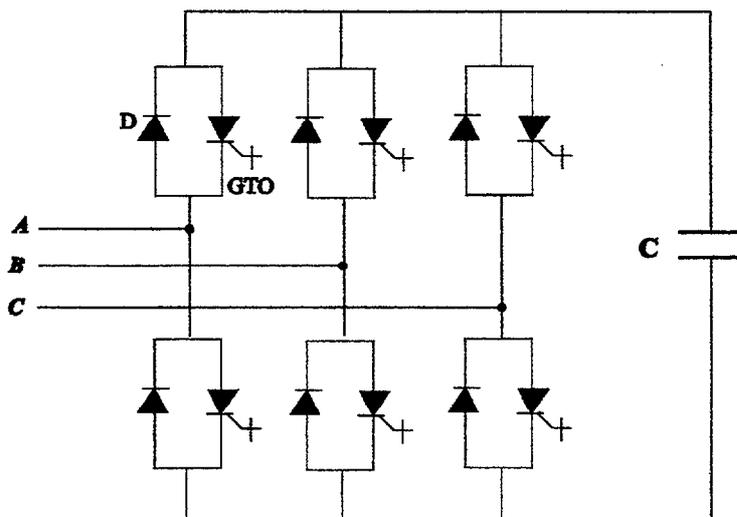


Fig.3.13: Configuración básica de un compensador STATCOM de 6 pulsos

El STATCOM es un convertidor que funciona como una fuente de tensión, lo que en terminología anglosajona se denomina VSC (Voltage Sourced Converter). El STATCOM no necesariamente tiene que funcionar con la técnica de PWM, dependiendo de la potencia en que trabaje. Así por ejemplo para altas potencias puede hacer funcionar los conmutadores uno en cada ciclo generando ondas cuadradas sin modulación con lo que las pérdidas en los conmutadores se pueden reducir. Generalmente el STATCOM utiliza conmutadores del tipo GTOs o bien IGBTs combinados con diodos con lo que se puede aplicar la técnica de PWM cuya frecuencia de actuación de los conmutadores

puede variar dependiendo de la potencia del sistema al que esté conectado. La figura 3.13 muestra un esquema de un STATCOM que utiliza GTOs y diodos.

Se puede decir que el STATCOM funciona como si fuese un condensador síncrono [Fernando I.T., Kwasnicki W.T. and Gole A.M 1997]. Así, si la tensión V_C que produce el STATCOM en la parte de alterna (proporcional a la tensión en la parte de continua) es mayor que la de la red al que esta conectado, éste genera reactiva, en caso contrario, la absorbe. La figura 3.14 representa un STATCOM conectado a través de una bobina (que puede ser la del transformador de conexión a red) a una red eléctrica de tensión en barras V_T . Si $V_T > V_C$ entonces la corriente que circula por la bobina estará atrasada con respecto a la tensión y por tanto se absorbe potencia reactiva de la red. Si por el contrario $V_T < V_C$ la corriente estará adelantada y en este caso, el compensador aportará reactiva a la red.

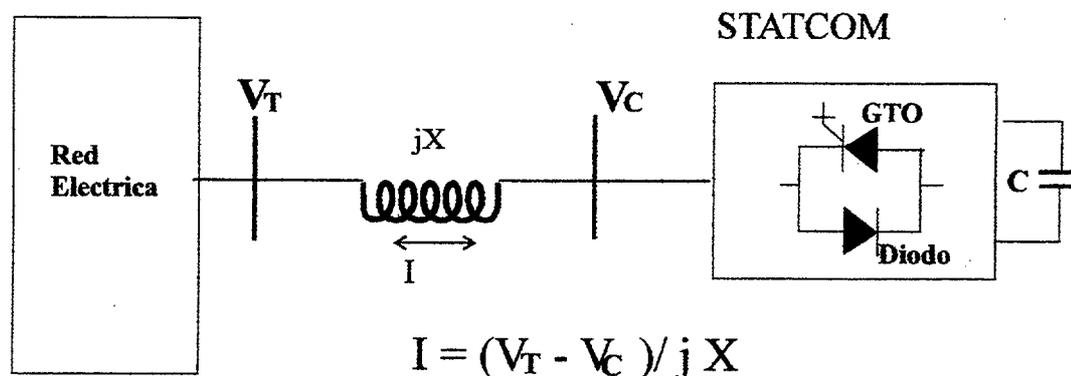


Fig. 3.14: Compensador tipo STATCOM conectado a un red eléctrica mediante una bobina.

Vemos pues que el STATCOM consume o absorbe potencia reactiva, aunque no almacena energía para compensar. La base de la compensación esta en la regulación sobre el módulo de la tensión V_C . También tiene un pequeño consumo de potencia activa (proporcional al desfase entre las tensiones V_T y V_C) que se traduce en pérdidas en los conmutadores y en el condensador que se utiliza para el control de la tensión V_C producida por el inversor. De todas maneras, esta energía almacenada en el condensador

es mucho menor que la que utiliza un TCR/TSC dado que estos últimos se basan en el almacenamiento de energía para la compensación.

La técnica de PWM es utilizada también en filtros activos, así en [Aredes M. and Watanabe E.H.1995] y [Aredes M, Häfner J., and Humann Klemens. 1995] propone un combinado filtro activo serie / paralelo capaz de compensar de forma instantánea las corrientes de carga (filtro activo paralelo) proporcionando corrientes alternas senoidales a la frecuencia fundamental ortogonales con las tensiones de secuencia positiva tomadas como referencia compensando con ello la potencia reactiva de carga. El filtro activo serie compensa los armónicos que de por sí pudieran tener las tensiones de barras siendo también capaz de compensar las componentes fundamentales negativas y cero de tensión. El desarrollo de los filtros activos en los últimos años ha experimentado un notable progreso en la capacidad y velocidad de conmutación. También se ha avanzado en las estrategias de control, gracias a la utilización de circuitos de muy alto nivel de integración. Sin embargo, los filtros activos de gran potencia presentan problemas que, por el momento, desaconsejan su instalación práctica. Es difícil construir un inversor PWM de gran capacidad, con elevada velocidad de conmutación y bajas pérdidas.

3.3 ESTRATEGIAS DE CONTROL

En lo referente a las estrategias de control de compensadores, éstas varían según la aplicación. En el caso concreto de regulación de tensión en un sistema eléctrico de potencia se utiliza un control en bucle cerrado similar al de los reguladores utilizados en los generadores síncronos. La tensión de barras se compara con una tensión de referencia. El error pasa por un regulador proporcional - integral que genera el ángulo de disparo necesario para obtener la tensión deseada. En aplicaciones donde se pretende mejorar el fdp, es posible utilizar un control en bucle abierto o un combinado entre bucle abierto y cerrado. El bucle abierto permite una mayor rapidez de respuesta, mientras que el bucle cerrado garantiza una mayor precisión en el control [Gómez E. A. 1991], [Gómez E.A. and Izquierdo C. 1986] , [Lefebvre S. and Gérin-Lajole 1991] y [Lasseter

R.H. and Lee S.Y. 1982]. La figura 3.15 muestra un circuito básico de control por tensión para un compensador del tipo TCR.

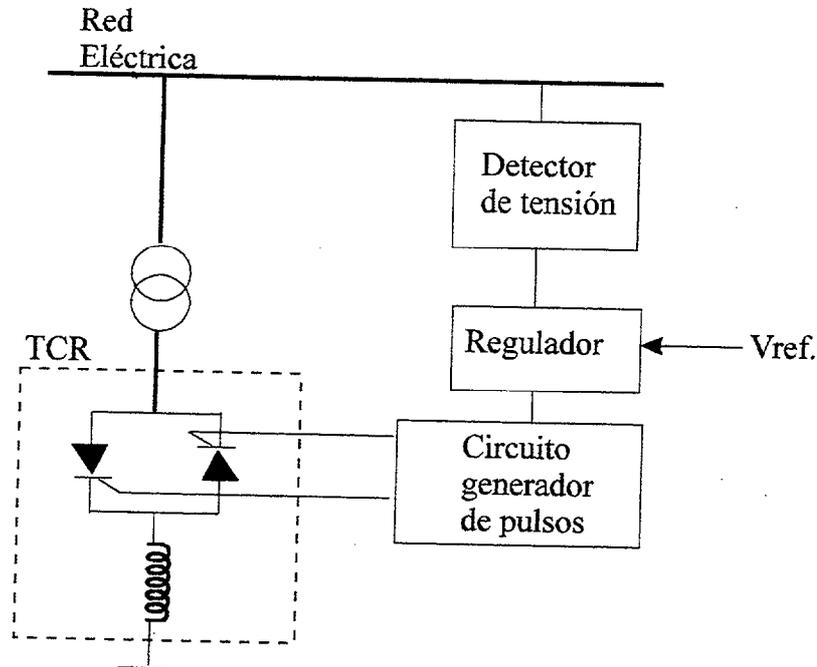


Fig.3.15: Circuito básico de compensación de la potencia reactiva por control por tensión.

En el apartado 3.2.2.4.1 se describió cómo un TCR-FC puede ser controlado utilizando un sistema que detecte el punto de intensidad eficaz mínima y calcule para ello el ángulo de disparo correspondiente. Este sistema es más adecuado para compensación con carga variable. Así en [Gómez E. A. 1991] se describe también una estrategia de control basada en medir el valor instantáneo de la intensidad de la carga durante un ciclo completo y calcula el valor del ángulo de disparo que hace que la intensidad total incluida la del propio compensador, tenga un valor eficaz mínimo en el ciclo siguiente. De esta forma se obtiene una intensidad mínima en la línea de alimentación a la carga, que en definitiva es el objetivo de la compensación de reactiva.

CAPÍTULO 4

ANÁLISIS ARMÓNICO: ALGORITMOS Y PROGRAMAS

4.1 INTRODUCCIÓN

En el capítulo dos se hizo una descripción del método de análisis a seguir en esta tesis para el estudio de los armónicos producidos por elementos no lineales como será en nuestro caso los compensadores del tipo TCR. Aquí pasamos a estudiar en detalle el método elegido.

Dicho método que básicamente es un sistema híbrido entre el dominio del tiempo y de la frecuencia comprende de dos partes. Una es el modelado de la red eléctrica considerada lineal de donde podemos obtener además de la penetración armónica las admitancias en el punto de conexión del elemento no lineal; este programa lo denominamos HARMAC. Y la otra, es el ya denominado algoritmo iterativo armónico IHA. Al conjunto de ambos programas informáticos lo llamamos HARMAC-IHA.

El algoritmo IHA se inicia con un flujo de carga trifásico, el cual nos dará las condiciones iniciales en barras del dispositivo no lineal. A partir de los valores obtenidos del flujo de carga se calculan las intensidades instantáneas producidas por el dispositivo. Estas corrientes son inyectadas en la red (la cual es modelada por admitancias y obtenidas por HARMAC) para determinar las tensiones armónicas originadas.

Primeramente pasamos a describir la base en que se fundamenta el programa HARMAC que realiza el modelado de la red eléctrica con la finalidad, entre otras cosas, de obtener las admitancias armónicas en el punto de conexión del elemento o dispositivo no lineal cuya polución armónica se pretende analizar.

4.2 MODELADO ARMÓNICO

En este apartado y siguientes describiremos un algoritmo trifásico de penetración armónica en que se fundamenta el programa HARMAC.

Los componentes de un sistema eléctrico de potencia son modelados por sus circuitos equivalentes en términos de inductancias, capacidades y resistencias. Cada uno de estos componentes es de por sí un sistema eléctrico y su interconexión es lo que constituye un sistema de transmisión o lo que llamaremos un sistema eléctrico de potencia o red eléctrica.

Para el estudio de la interconexión entre componentes es necesario un análisis nodal del sistema para lo cual emplearemos una técnica de transformación lineal que pasamos a describir.

4.2.1 Transformación lineal

Los pasos para la formación de la matriz de admitancias mediante una transformación lineal son:

1. - Etiquetar los nudos en la red original.
2. - Numerar y ordenar las ramas y sus admitancias.
3. - Formar la red primitiva de admitancias.
4. - Encontrar la matriz de transformación lineal.
5. - Calcular la matriz nodal que relaciona las intensidades y tensiones nodales.

En el *Anexo A* se describe un método de transformaciones lineales que nos permite obtener la matriz de las admitancias armónicas en los puntos considerados del sistema eléctrico.

4.3 REQUERIMIENTOS PARA EL MODELADO ARMÓNICO.

Los requisitos básicos para un modelado armónico trifásico de precisión son:

- Las líneas de transmisión han de ser representadas considerando el efecto skin y ondas estacionarias.
- Se han de incluir los modelos armónicos de las cargas, generadores, transformadores, condensadores y filtros.
- Las admitancias nodales han de poder ser calculadas no sólo para las frecuencias múltiples de la fundamental.
- Las impedancias armónicas nodales han de poder ser calculadas en cualquier nudo del sistema.
- Ha de ser posible múltiples puntos de inyección de corrientes armónicas.
- La red se considerará lineal y pasiva y se podrán calcular las tensiones nodales a todas las frecuencias.
- El flujo de corriente ha de ser calculado a cada frecuencia.
- Facilidad de interpretación e impresión de datos.

4.4 PENETRACIÓN ARMÓNICA TRIFÁSICA

La estructura de un algoritmo trifásico de penetración armónica es el representado en la figura 4.1.

El primer bloque del diagrama indica que se ha de realizar un modelo trifásico, esto es, considerando además de los propios los acoplamientos mutuos entre fases de las líneas de transmisión. Este bloque calcula pues los parámetros de las líneas de transmisión a cada frecuencia utilizando un modelo en pi para cada una de las fases y considera luego la interacción entre ellas.

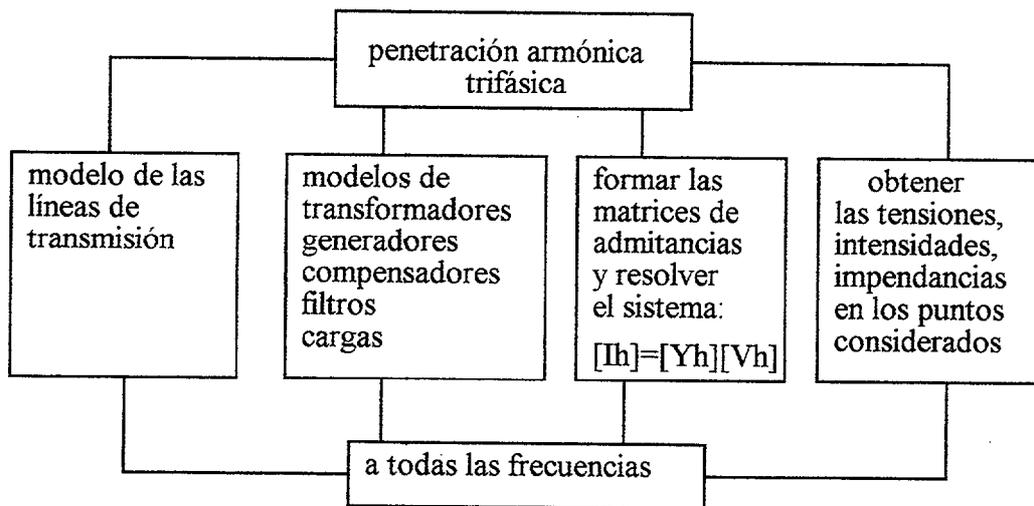


Fig. 4.1: Diagrama del modelo trifásico para penetración armónica

El segundo bloque completa el anterior añadiéndole los modelos calculados a cada frecuencia de generadores, transformadores, compensadores capacitivos, filtros y cargas. Aquí se considera también los modelos trifásicos de cada elemento.

El tercer bloque compone las matrices de admitancias con los datos de los bloques anteriores y soluciona la ecuación

$$[I]_h = [Y]_h [V]_h \quad 4.1$$

con lo cual se obtiene para las admitancias calculadas o bien las tensiones o intensidades armónicas en los puntos o nudos considerados y a cada frecuencia h considerada.

Suponiendo el sistema eléctrico como lineal y pasivo podemos aplicar el principio de superposición y tratar por ello cada armónico independiente.

La matriz $[Y]_h$ es formada para cada elemento del sistema y para cada armónico h considerado. Las corrientes armónicas son entonces inyectadas en los puntos o nudos bajo consideración y las tensiones armónicas son calculadas por la ecuación 4.1. Así, si tenemos n nudos el sistema tendrá nxh ecuaciones que solucionar.

4.4.1 Modelado de componentes del Sistema Eléctrico

Es bastante discutido el empleo de modelos para el análisis de armónicos [Pesronen, M.A. 1981], aunque aquí sólo nos limitaremos a exponer los utilizados por el programa HARMAC.

En el *Anexo B* se describe los modelos de los componentes del sistema eléctrico, esto es, generadores, cargas, transformadores y líneas de transmisión, utilizados en el algoritmo trifásico lineal para la penetración armónica del programa HARMAC. Los modelos utilizados para este fin son entonces lineales y pueden ser equilibrados o desequilibrados [Densem, T.J. 1983].

4.5 COMPOSICIÓN DE LA ADMITANCIA ARMÓNICA

Para un sistema trifásico, los elementos de la matriz de admitancias son a su vez matrices de 3x3 (impedancias mutuas y propias).

Si queremos calcular las tensiones en los nudos (donde se conectan cargas o dispositivos distorsionantes) las corrientes de inyección serán cero salvo en los puntos considerados donde éstas serán conocidas. Así, sólo se ha de calcular la matriz de admitancias en los puntos de inyección la cual es triangularizada usando el método de eliminación de Gauss excluyendo las filas correspondientes a las admitancias de los nudos considerados obteniéndose la ecuación 4.2 con $n-j+1$ puntos de inyección.

$$\begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ I_j \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} & & & & \\ & & & & \\ & & & & \\ 0 & Y_{ij} & \cdots & Y_{jn} & \\ & \vdots & & \vdots & \\ & Y_{nj} & \cdots & Y_{nn} & \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ \vdots \\ V_{j-1} \\ V_j \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix} \quad 4.2$$

siendo los vectores de corrientes trifásicas de inyección las $I_j \dots I_n$ y las demás serán cero puesto que en esos nudos no son inyectadas corrientes armónicas. Tenemos entonces por reducción la siguiente ecuación matricial:

$$\begin{bmatrix} I_j \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{jj} & \dots & Y_{jn} \\ \vdots & & \\ Y_{nj} & \dots & Y_{nn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_j \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix} \quad 4.3$$

donde la matriz de admitancias es de orden igual a $3 \times N_t$ siendo N_t el número puntos de inyección o terminales considerado. La matriz de impedancias del sistema reducido se puede obtener mediante la matriz inversa.

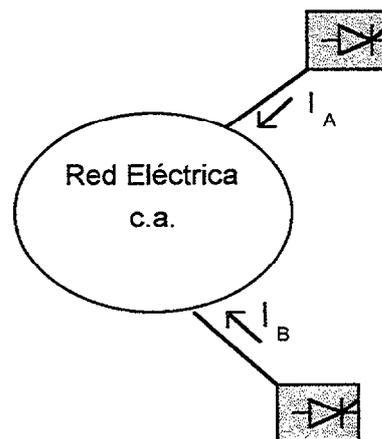


Fig.4.2: Sistema Eléctrico con dos elementos distorsionantes

Así por ejemplo, para el sistema eléctrico de la figura 4.2 donde hay dos puntos de inyección el sistema de ecuaciones reducido quedaría reflejado en la ecuación 4.4.

$$\begin{bmatrix} I_{A1} \\ I_{A2} \\ I_{A3} \\ I_{B1} \\ I_{B2} \\ I_{B3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{AA11} & Y_{AA12} & Y_{AA13} & Y_{AB11} & Y_{AB12} & Y_{AB13} \\ Y_{AA21} & Y_{AA22} & Y_{AA23} & Y_{AB21} & Y_{AB22} & Y_{AB23} \\ Y_{AA31} & Y_{AA32} & Y_{AA33} & Y_{AB31} & Y_{AB32} & Y_{AB33} \\ Y_{BA11} & Y_{BA12} & Y_{BA13} & Y_{BB11} & Y_{BB12} & Y_{BB13} \\ Y_{BA21} & Y_{BA22} & Y_{BA23} & Y_{BB21} & Y_{BB22} & Y_{BB23} \\ Y_{BA31} & Y_{BA32} & Y_{BA33} & Y_{BB31} & Y_{BB32} & Y_{BB33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{A1} \\ V_{A2} \\ V_{A3} \\ V_{B1} \\ V_{B2} \\ V_{B3} \end{bmatrix} \quad 4.4$$

Simplificando la ecuación 4.4 quedaría como sigue:

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{AA} & Y_{AB} \\ Y_{BA} & Y_{BB} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \end{bmatrix} \quad 4.5$$

Donde la Y_{AA} y la Y_{BB} son matrices de 3x3 que representan la admitancias propias en cada punto de inyección y la Y_{AB} y Y_{BA} son las matrices de posibles admitancias mutuas entre ambos nudos. Las I_A , I_B , V_A y V_B son los vectores de intensidades y tensiones respectivamente. En este caso sólo hemos considerado dos punto de inyección lo que nos da una matriz total del sistema de 6 x 6, esto es, 3 x Nt donde Nt es el número de puntos de inyección.

Todo lo anterior es respecto al sistema eléctrico equivalente y es el que será visto desde los puntos de inyección. A la matriz de admitancia así obtenida de la ecuación 4.5 la llamaremos matriz del sistema eléctrico o de la red eléctrica y que denominamos Y_{RED} .

4.6 DESCRIPCIÓN DEL PROGRAMA HARMAC.

Un programa basado en el algoritmo descrito en la figura 4.1 es el programa HARMAC desarrollado en la Universidad de Canterbury en Nueva Zelanda [Densem, T.J. 1983], [Arrillaga, J., Arnold, C. P. 1990] y [Arrillaga, J. Bradley D. A., and Bodger P.S. 1989]. Más concretamente podemos representarlo por el siguiente diagrama de la figura 4.3. Como se puede ver en dicha figura el programa está compuesto de varios programas interconectados entre si.

El primero de dichos programas es el que compone las líneas de transmisión a partir de los datos de los conductores y de la geometría de las líneas (altura y distancias entre cables de cada fase).

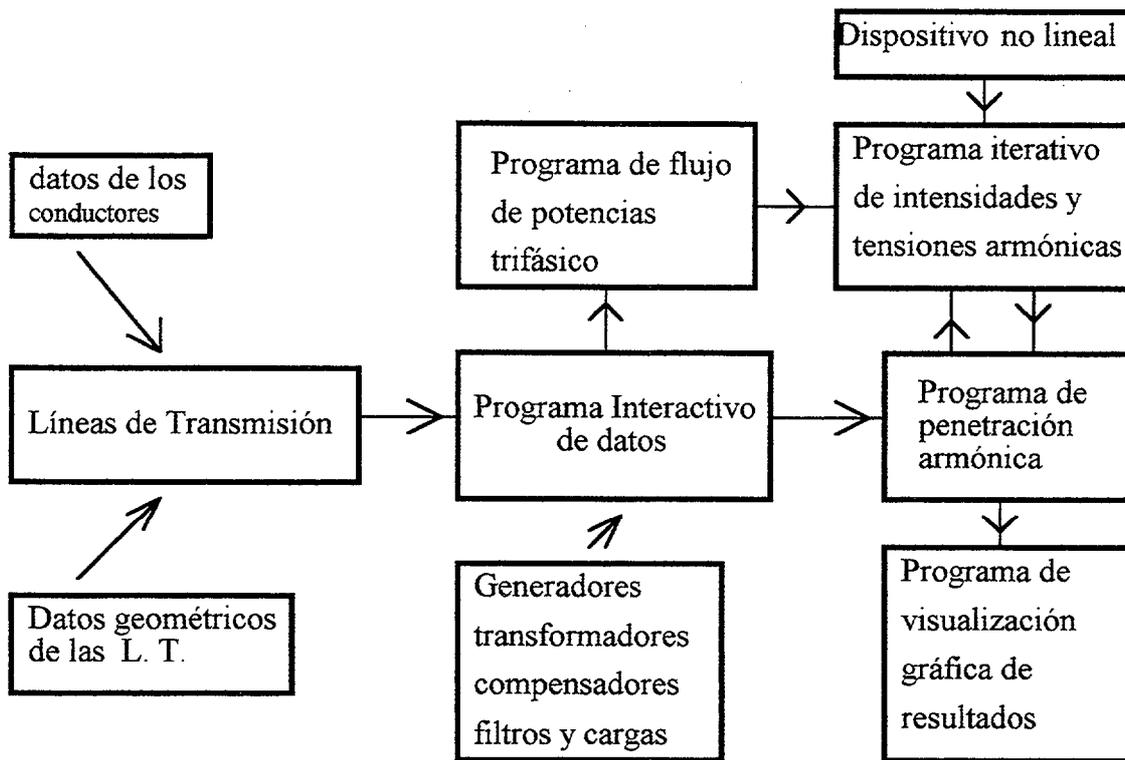


Fig. 4.3: Organigrama del Programa Harmac.

El segundo bloque le añade al anterior los generadores, transformadores, cargas, compensadores y filtros en los nudos o barras indicadas según el sistema eléctrico que se trate de representar. Los resultados de la composición del sistema eléctrico formado son utilizados como datos para el programa de flujo de cargas trifásico el cual dará las condiciones iniciales de tensiones en barras del dispositivo no lineal. De este programa se obtienen las matrices de admitancias totales en todos los nudos y frecuencias consideradas.

El siguiente bloque representa el programa de penetración armónica. Este programa parte de los datos de las matrices de admitancias del bloque anterior y de las intensidades armónicas obtenidas por un proceso iterativo entre las tensiones dadas y las intensidades producidas por el dispositivo distorsionante (convertidores, etc.). Es necesario pues saber cual o cuales son los puntos del sistema eléctrico donde se va a inyectar dichas corrientes, con el fin de extraer las matrices de impedancias en dichos puntos como dato junto con las tensiones dadas por el flujo de cargas para comenzar el proceso iterativo que comentaremos más adelante.

4.7 OBTENCIÓN DE LA ADMITANCIA COMPLETA EN LOS PUNTOS DE INYECCIÓN

Podemos además considerar varias cargas distorsionantes en un punto de inyección, así por ejemplo la figura 4.4 representa dos puntos de inyección con tres cargas o dispositivos distorsionantes. Tomemos para tal ejemplo también los respectivos transformadores de conexión a la red T1, T2 y T3 siendo I_{c1} , I_{c2} e I_{c3} las intensidades armónicas de inyección producidas por las cargas distorsionantes N_{c1} , N_{c2} y N_{c3} . N_{T1} y N_{T2} son los terminales o barras a las que están conectados los primarios de los transformadores, V_{t1} y V_{t2} las tensiones de barras (dos en este caso) y V_{c1} , V_{c2} y V_{c3} las tensiones en los secundarios de los transformadores a donde están conectados las cargas o elementos distorsionantes.

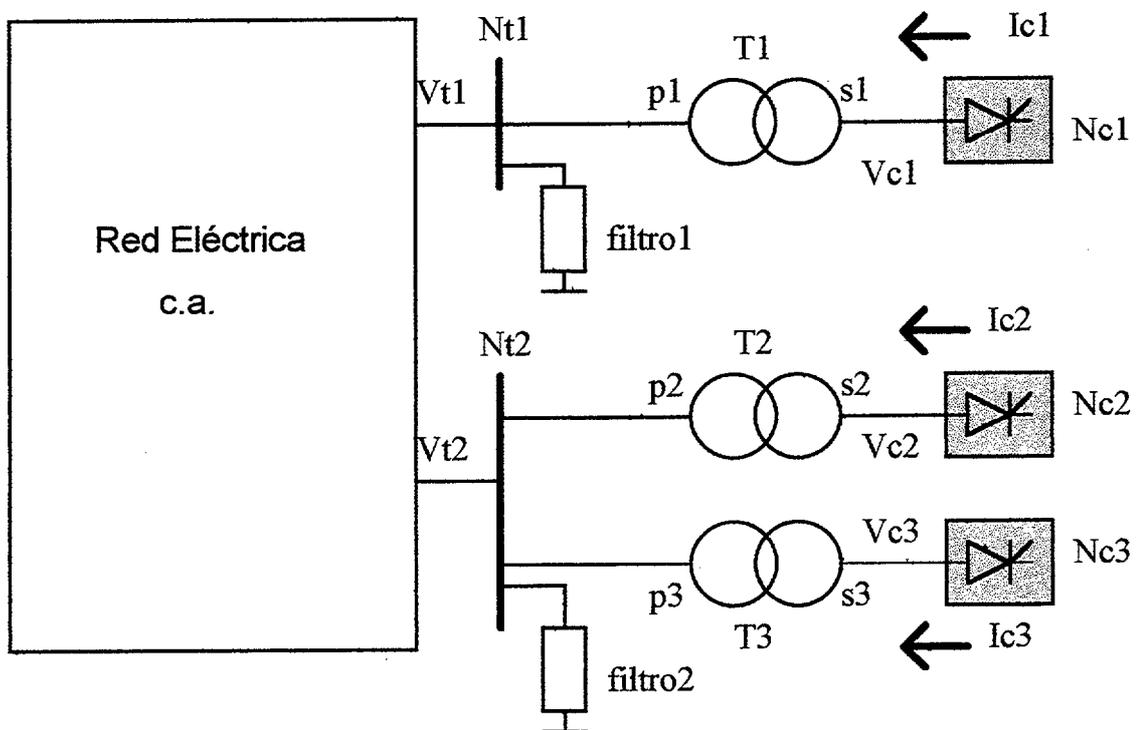


Fig.4.4: Sistema eléctrico con dos puntos de inyección y tres dispositivos distorsionantes

La matriz del sistema eléctrico será ahora de $3 \times N_t \times 3 \times N_t$, o sea de 6×6 .

$$\left[Y_{\text{RED}} \right] = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \quad 4.6$$

De igual forma matrices de 6×6 serán formadas para cada transformador de cada dispositivo distorsionante.

$$\left[Y_t \right] = \begin{bmatrix} Y_{pp} & Y_{ps} \\ Y_{sp} & Y_{ss} \end{bmatrix} \quad 4.7$$

donde cada bloque de esta matriz está compuesta a su vez de submatrices de 3×3 siendo las Y_{pp} , Y_{ss} , Y_{ps} y Y_{sp} las admitancias propias y mutuas referidas al primario y secundario del transformador respectivamente. Así por ejemplo para la admitancia Y_{pp} sería una matriz de la siguiente forma:

$$\left[Y_{PP} \right] = \begin{bmatrix} Y_{p11} & Y_{p12} & Y_{p13} \\ Y_{p21} & Y_{p22} & Y_{p23} \\ Y_{p31} & Y_{p32} & Y_{p33} \end{bmatrix} \quad 4.8$$

Los elementos de esta matriz son las admitancias propias y mutuas referidas al primario del transformador. Análogamente se componen los restantes elementos de la matriz 4.7.

Ahora cabría componer la matriz total del sistema eléctrico que tendría por tamaño una dimensión de $3(N_t + N_c) \times 3(N_t + N_c)$ siendo N_t el número de terminales de conexión y N_c el número de cargas o elementos distorsionantes. Así por ejemplo, para el sistema de la figura 4.4 se tendrá una matriz de $3(2 + 3) \times 3(2 + 3) = 15 \times 15$. En consecuencia, la matriz total sería ahora como la que sigue (4.9) en la que sólo hemos considerado las admitancias del sistema eléctrico sin las cargas distorsionantes hasta el momento.

$$\begin{array}{c}
 \begin{array}{ccccc}
 & \text{Nt1} & \text{Nt2} & \text{Nc1} & \text{Nc2} & \text{Nc3} \\
 & | & | & | & | & | \\
 \left[Y_{RED} \right] = & \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & 0 & 0 & 0 \\ Y_{21} & Y_{22} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} & \begin{array}{l} \text{--- Nt1} \\ \text{--- Nt2} \\ \text{--- Nc1} \\ \text{--- Nc2} \\ \text{--- Nc3} \end{array}
 \end{array} \\
 15 \times 15
 \end{array}
 \tag{4.9}$$

Análogamente se procede a formar la matriz para el transformador conectado a la primera carga N_{c1} del terminal N_{t1} quedando ésta como sigue:

$$\left[Y_{t1} \right] = \begin{bmatrix} Y_{pp1} & 0 & Y_{ps1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Y_{sp1} & 0 & Y_{ss1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}
 \tag{4.10}$$

Para el transformador T_2 que está en el terminal N_{t2} de la carga N_{c2} se tendrá:

$$\left[Y_{t2} \right] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Y_{pp2} & 0 & Y_{ps2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Y_{sp2} & 0 & Y_{ss2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}
 \tag{4.11}$$

Por último se tendría la matriz de admitancias para el tercer transformador que según el ejemplo de la figura 4.4 está en el terminal N_{t2} en la carga N_{c3} .

$$[Y_{t3}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Y_{pp3} & 0 & 0 & Y_{ps3} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Y_{sp3} & 0 & 0 & Y_{ss3} \end{bmatrix} \quad 4.12$$

Si además queremos introducir las admitancias correspondientes a los filtros que supuestamente están conectados a barras en los terminales N_{t1} y N_{t2} en la figura 4.4 tendremos la siguiente matriz de admitancias para los filtros (apartado 4.10).

$$[Y_f] = \begin{bmatrix} Y_{f1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Y_{f2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad 4.13$$

La matriz total del sistema eléctrico se obtiene sumando todas las matrices de admitancias anteriores, esto es:

$$[Y_{total}] = [Y_{red}] + [Y_{t1}] + [Y_{t2}] + [Y_{t3}] + [Y_f] \quad 4.14$$

Quedando la matriz total en este caso:

$$[Y_{t3}] = \begin{bmatrix} Y_{11} + Y_{f1} + Y_{pp1} & Y_{12} & Y_{ps1} & 0 & 0 \\ Y_{21} & Y_{22} + Y_{f2} + Y_{pp2} + Y_{pp3} & 0 & Y_{ps2} & Y_{ps3} \\ Y_{sp1} & 0 & Y_{ss1} & 0 & 0 \\ 0 & Y_{sp2} & 0 & Y_{ss2} & 0 \\ 0 & Y_{sp3} & 0 & 0 & Y_{ss3} \end{bmatrix} \quad 4.15$$

Una vez hallada la matriz total, hemos de conocer las intensidades armónicas de inyección que producirían las cargas distorsionantes;

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ I_{c1} \\ I_{c2} \\ I_{c3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} + Y_{f1} + Y_{pp1} & Y_{12} & Y_{ps1} & 0 & 0 \\ Y_{21} & Y_{22} + Y_{f2} + Y_{pp2} + Y_{pp3} & 0 & Y_{ps2} & Y_{ps3} \\ Y_{sp1} & 0 & Y_{ss1} & 0 & 0 \\ 0 & Y_{sp2} & 0 & Y_{ss2} & 0 \\ 0 & Y_{sp3} & 0 & 0 & Y_{ss3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{t1} \\ V_{t2} \\ V_{c1} \\ V_{c2} \\ V_{c3} \end{bmatrix} \quad 4.16$$

dichas intensidades son los vectores I_{c1} , I_{c2} y I_{c3} correspondientes a cada carga siendo V_{c1} , V_{c2} y V_{c3} los respectivos vectores de tensiones en cada carga y V_{t1} , V_{t2} son los respectivos vectores de tensiones en barras o terminales en la parte de los primarios de los transformadores (ver la figura 4.4).

Reduciendo el sistema a una admitancia equivalente (una para cada armónico) es una herramienta útil para el diseño de filtros en el punto donde ha sido calculada dicha admitancia.

Como hemos supuesto, las corrientes de inyección han de ser calculadas previamente. Para ello debemos saber las tensiones nodales en los nudos donde se ha de inyectar corrientes armónicas. Según la ecuación (4.3) obtenemos unas nuevas tensiones armónicas las cuales podrían afectar a los elementos distorsionantes (convertidores, compensadores, transformadores en saturación, etc.) y éstos a su vez podrían producir una nueva distorsión en sus intensidades, con lo cual nos metemos en un proceso iterativo que comentamos seguidamente.

4.8 ANÁLISIS ITERATIVO

Una vez halladas las impedancias o admitancias armónicas del sistema eléctrico de potencia en los apartados anteriores, hemos de calcular la generación armónica producida por las cargas distorsionantes o dispositivos no lineales (Rectificadores,

Compensadores, etc.). Para ello, se ha desarrollado un algoritmo iterativo que trabaje fundamentalmente en el dominio de la frecuencia aunque utiliza procedimientos particulares en el dominio del tiempo. Es decir, en el caso de existir dispositivos electrónicos de difícil evaluación armónica, éstos se estudian en el dominio del tiempo y, posteriormente, mediante la Transformación de Fourier, se pasan al dominio de la frecuencia.

El algoritmo se inicia con un Flujo de Potencia (FP) trifásico, el cual nos dará las condiciones iniciales en barras del dispositivo no lineal y en el dominio temporal. A partir de los valores obtenidos del FP se calculan las intensidades producidas por el dispositivo en cuestión, durante un ciclo. Estas intensidades así calculadas son las intensidades de inyección en la red. Éstas son por tanto inyectadas en los puntos del sistema eléctrico que se consideren determinando luego las tensiones armónicas originadas en dichos puntos.

Evidentemente, las tensiones en barras del dispositivo habrán sufrido una modificación respecto a las inicialmente consideradas. En consecuencia, se requiere un proceso iterativo para determinar las variables armónicas finales existentes.

El algoritmo así descrito que denominamos IHA (Iterative Harmonic Analysis) se presenta como lo más indicado para realizar análisis de armónicos en sistemas eléctricos con dispositivos no lineales. Dicho algoritmo involucra pues los siguientes pasos:

1. Leer las variables obtenidas de un programa de Flujo de Carga trifásico. Esto comprende el valor inicial de las tensiones armónicas $[U]_h$ en barras del dispositivo. También las admitancias de las cargas y fuentes de tensión de los generadores a la frecuencia fundamental.
2. Construir las matrices nodales de admitancias a cada armónica considerada $[Y]_h$.

3. A partir de las tensiones en barras del dispositivo no lineal, calcular las intensidades de línea instantáneas (corrientes armónicas de inyección) en régimen estacionario.

4. Obtener las intensidades armónicas del paso 3, mediante la transformación de Fourier; de este modo resulta:

$$[I_{iny}] = f[U]_h \quad 4.17$$

5. Para cada armónico, las tensiones nodales se obtienen mediante la resolución del sistema de ecuaciones nodales siguientes:

$$[Y]_h \cdot [U]_h^{K+1} = [I_{iny}]_h^K \quad 4.18$$

Donde: k es el número de iteración, $[Y]_h$ es la matriz de admitancias de la Red y $[U]_h$ es el vector de tensión a calcular.

Los pasos 3, 4 y 5 se repiten iterativamente hasta que se alcance la convergencia. Esta se da cuando la diferencia, entre dos iteraciones sucesivas, del vector de tensiones $[U]_h$ es menor o igual a una tolerancia fijada.

El proceso anterior lo podemos representar gráficamente como se muestra en la figura 4.5. Se observa que el proceso del algoritmo IHA, es un procedimiento numérico basado en el método de Gauss.

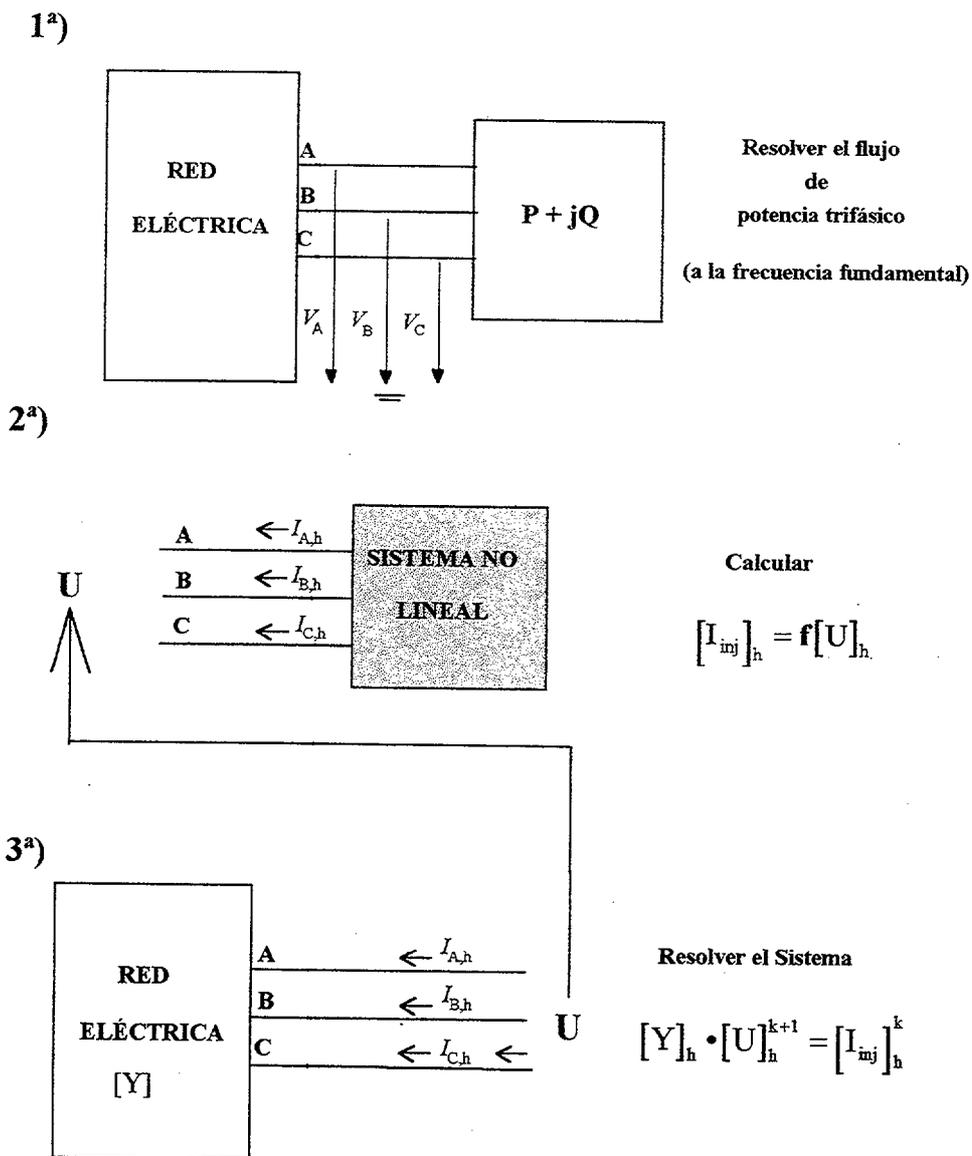


Fig.4.5: Proceso Iterativo.

4.9 ALGORITMO DEL PROCESO ITERATIVO IHA

El proceso iterativo descrito se puede resumir en las expresiones (4.17) y (4.18) que expresamos nuevamente en la siguiente forma:

$$[I_{iny}]_h^{K+1} = f[U]_h^K \tag{4.19}$$

$$[U]_h^{K+1} = ([Y]_h)^{-1} \cdot [I_{iny}]_h^{K+1} \quad 4.20$$

La función $f[U]_h^{K+1}$ es un vector que dependerá del sistema no lineal que se considere y nos dará las intensidades en el dominio temporal que luego y a través de una FFT nos proporciona las corrientes armónicas correspondientes en cada iteración. De este modo, la relación 4.19 es característica del sistema no lineal considerado y la 4.20 es la que nos da las nuevas tensiones armónicas a resolver con el sistema eléctrico (la admitancia completa en el punto de inyección). Este proceso pues incluye en cada iteración el efecto de la distorsión armónica que se va produciendo. De esta forma, la intensidades dependen de la distorsión armónica de tensión y éstas a su vez dependen de las admitancias armónicas del sistema eléctrico donde son inyectadas dichas intensidades.

La combinación de las dos expresiones anteriores da lugar al sistema de ecuaciones, del tipo $x^{k+1}=g(x^k)$, característico en los métodos de Gauss:

$$[U]_h^{k+1} = ([Y]_h)^{-1} \cdot f[U]_h^k \quad 4.21$$

La convergencia en la técnica iterativa de Gauss [Chua, L. O., Pen-Min Lin. 1975] o también llamada de punto fijo porque la solución es un punto fijo de la función iterativa $x = g(x)$ depende, en el caso de una variable simple, de la pendiente de la función $g(x)$. Esta dependencia toma forma de una pendiente restringida en el intervalo que contiene la solución y del punto inicial x_0 considerado tal que si el valor absoluto de la pendiente de la función $g(x)$ excede de 1, entonces el método no converge. En las gráficas de la figura 4.6 se muestra este efecto.

En general para el caso de un sistema de n ecuaciones y n incógnitas que de forma estandarizada podemos representar como sigue:

$$x = F(x) \quad 4.22$$

el algoritmo del punto fijo puede ser descrito de la siguiente manera:

$$x^{K+1} = F(x^K), \quad K = 0, 1, 2, 3, \dots \quad 4.23$$

que bajo apropiadas condiciones, esta secuencia converge a un punto fijo tal que:

$$\lim_{K \rightarrow \infty} x^K = x^* \quad 4.24$$

siendo x^* el punto fijo. Como se aprecia en la figura 4.6, hay casos en los que no está garantizada la convergencia.

Un criterio de convergencia es dada en [Chua, L. O., Pen-Min Lin. 1975]. Si $F(x)$ es una función en un espacio n -dimensional R^n en R^n , si existe una constante $L < 1$ tal que

$$\left[F(x^{K+1}) - F(x^K) \right] \leq L \left[x^{K+1} - x^K \right] \quad 4.25$$

para todo $x \in R^n$. Esta condición indica que la función $F(x)$ tiene un punto fijo $x = x^*$. Por otro lado, el proceso iterativo descrito en 4.23 converge al punto fijo x^* .

Una interpretación física de esto es que para el valor mayor del vector x obtenido, éste debe ser menor que el obtenido en la iteración del paso anterior, lo cual es garantía de convergencia, aunque no es garantía de solución en el caso de que exista más de una.

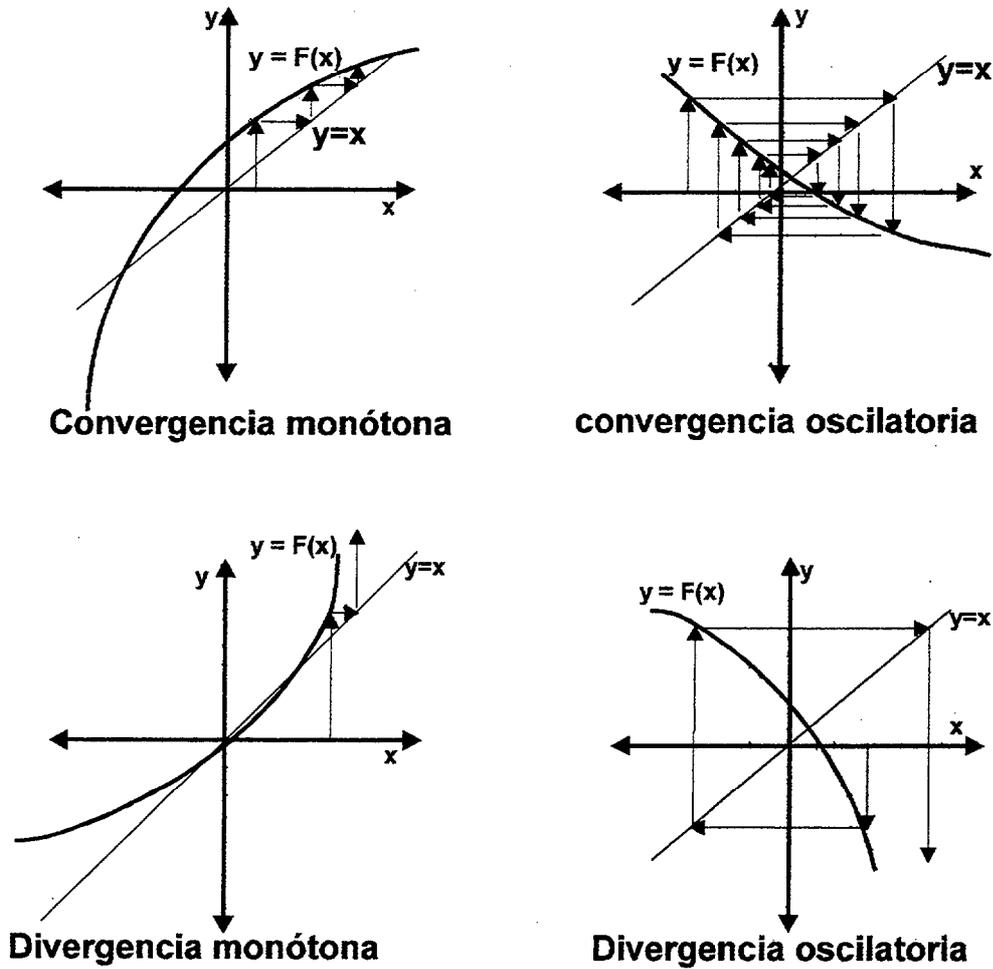


Fig.4.6: Convergencia y divergencia en el método del punto fijo.

4.9.1 Aplicación a un dispositivo no lineal

Considerando un dispositivo no lineal con control electrónico como es el caso de un TCR, podemos plantear el proceso iterativo descrito de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} U \\ q \end{bmatrix}^{k+1} = \begin{bmatrix} [Y]^{-1} f(U^k, \theta^k) \\ F([Y]^{-1} f(U^k, \theta^k), \alpha) \end{bmatrix} \tag{4.26}$$

donde la función F representa el nuevo instante de disparo, siendo $\theta = ZC + \alpha$ donde ZC representa el paso por cero de la tensión de línea y α es el ángulo de disparo para el caso de que los disparos de los tiristores sean por control de ángulo.

4.10 IMPLANTACIÓN DE FILTROS EN EL PROGRAMA HARMAC-IHA

La implantación de filtros en el programa HARMAC-IHA es similar a la utilizada para el resto de los elementos del sistema eléctrico como lo fueron las cargas, generadores, etc., o sea, incorporar a la matriz de admitancias totales las admitancias armónicas correspondientes a los filtros que se deseen utilizar y dónde se desean instalar (ya se en el primario o secundario de los transformadores y en cualquier nudo del sistema eléctrico que se considere). Entonces, sólo basta con calcular la admitancia del filtro que se desee e incorporar ésta a la matriz total de admitancias.

[Kusic G.L. Whyte I.A. 1984] describe los filtros usualmente empleados en los SVC. En principio, los filtros que han sido incorporados al programa HARMAC-IHA son de los tipos que se describen en la figura 4.7 donde se muestran cuatro tipos de filtros básicos. En [Arrillaga, J., Arnold, C. P. 1990] se comenta dichos filtros básicos y son denominados de primer orden (filtro A), de segundo orden (filtro B), de tercer orden (filtro C) y de tipo C (filtro D)

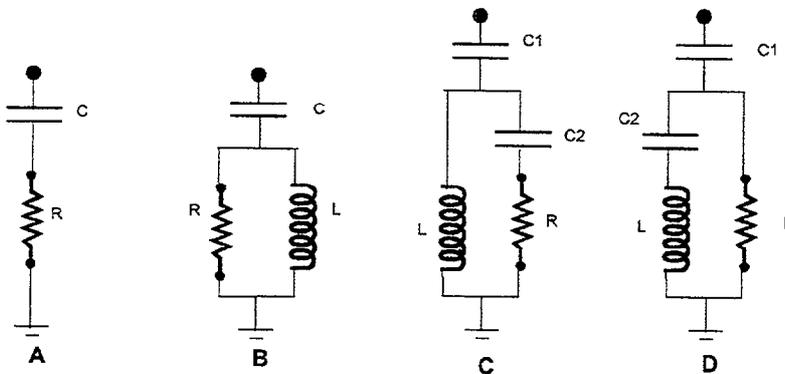


Fig.4.7: filtros Básicos pasa- banda

El filtro de primer orden no se utiliza normalmente, porque requiere un condensador grande y tiene pérdidas excesivas a la frecuencia fundamental.

El filtro de segundo orden también tiene pérdidas considerables a la frecuencia fundamental aunque ofrece mejor filtrado que el anterior.

El filtro de tercer orden ofrece una mayor ventaja sobre el anterior por aumento de la impedancia (por efecto de C2) a la frecuencia fundamental reduciendo así sus pérdidas.

El filtro llamado de tipo C tiene características entre los de segundo y tercer orden. Su principal ventaja es una considerable reducción de las pérdidas a que C2 y L están sintonizados en serie a la frecuencia fundamental. Este filtro es más susceptible a desviaciones de la frecuencia fundamental y a los valores de los componentes que lo forman.

Una vez elegido el filtro o filtros deseados, éstos pasan a ser incorporados a la matriz de admitancias totales, formando previamente para ello, la matriz de admitancias del filtro en cuestión que normalmente es conectado en barras de los compensadores, o sea, sumado al sistema eléctrico a donde esta conectado el o los primarios de los transformadores, aunque también se puede lógicamente conectar a los secundarios con sólo modificar la matriz de admitancia, sumándole las admitancias armónicas del filtro a las de los secundarios de los transformadores.

$$[Y_{\text{filtro}}] = \begin{bmatrix} Y_{f11} & & \\ & Y_{f22} & \\ & & Y_{f33} \end{bmatrix}$$

4.27

CAPÍTULO 5

ANÁLISIS DE COMPENSADORES TSC, TSR Y TCR

5.1 INTRODUCCIÓN

En el capítulo 3 se dio una descripción de los compensadores de energía reactiva existentes. En el presente capítulo analizaremos las ecuaciones matemáticas que dictan el funcionamiento de los mismos. Concretamente se analizarán los compensadores de corte electrónico de potencia del tipo TSC, TSR y TCR. Siendo éste último el que produce distorsiones armónicas y por ello será implantado en el algoritmo IHA estudiando su comportamiento frente a distintas situaciones.

5.2 ANÁLISIS DEL COMPENSADOR DE CONDENSADORES CONECTADO POR TIRISTORES (TSC) EN REGÍMENES TRANSITORIO Y PERMANENTE

Una representación trifásica de un modelo básico de TSC (thyristor switched capacitor) se tiene en la Fig.5.1 donde se observa las intensidades y tensiones de fase y de línea.

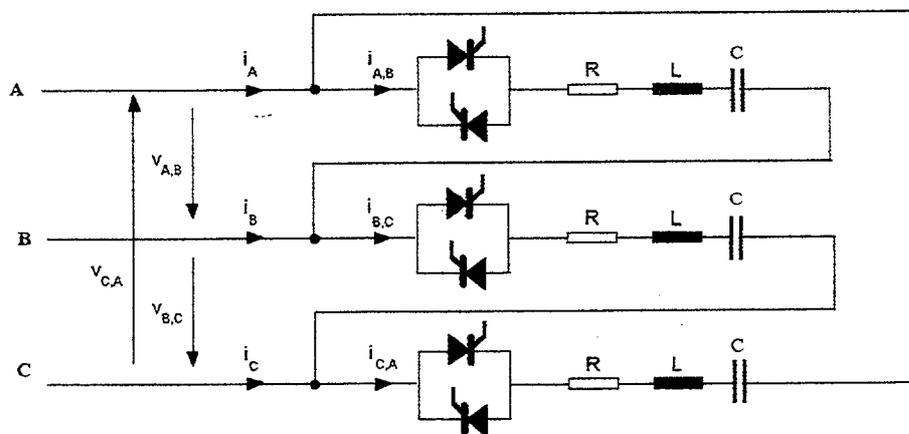


Fig. 5.1: Compensador trifásico TSC en configuración triangular

La incorporación de una bobina de bajo valor en cada rama del compensador obedece a la necesidad de evitar las elevadas corrientes que se producirían en el momento de la conexión. La resistencia también de bajo valor tiene por finalidad simular la resistividad de los conductores y conectores.

Las tensiones de cada fase se tienen por:

$$v_A = \sum_{\eta=1}^{\infty} V_{A,h} \text{sen}(h\omega t + \phi_{A,h}) \quad 5.1$$

$$v_B = \sum_{\eta=1}^{\infty} V_{B,h} \text{sen}(h\omega t + \phi_{B,h}) \quad 5.2$$

$$v_C = \sum_{\eta=1}^{\infty} V_{C,h} \text{sen}(h\omega t + \phi_{C,h}) \quad 5.3$$

donde:

h es el orden del armónico respecto al fundamental ($h=1$)

v_A, v_B y v_C son las tensiones instantáneas nodales (fase-tierra)

$V_{A,h}, V_{B,h}$ y $V_{C,h}$ son los módulos de las tensiones armónicas

$\phi_{A,h}, \phi_{B,h}$ y $\phi_{C,h}$ son los ángulos de las tensiones armónicas

ω es la pulsación de la frecuencia fundamental.

La sumatoria implica ya el hecho de que dichas tensiones puedan tener componentes armónicas.

Considerando entonces que el compensador esta en configuración de la figura 5.1, las tensiones que verá cada rama en sus extremos serían entre fase y fase. Así nos quedan las siguientes relaciones para la tensiones de fase:

$$v_A = \sum_h^{\infty} V_{A,h} \cdot [\text{sen}(h\omega t) \cdot \cos(\phi_{Ah}) + \text{sen}(\phi_{Ah} \cdot \cos(h\omega t))] =$$

$$v_A = \sum_h^{\infty} [V_{A,h}^i \cdot \text{sen}(h\omega t) + V_{A,h}^j \cdot \cos(h\omega t)] \quad 5.4$$

siendo:

$$\begin{aligned} V'_{A,h} &= V_{A,h} \cdot \cos(\phi_{A,h}) \\ V^j_{A,h} &= V_{A,h} \cdot \text{sen}(\phi_{A,h}) \end{aligned} \quad 5.5$$

Análogamente con las otras dos fases tenemos:

$$v_B = \sum_h^{\infty} [V'_{B,h} \cdot \text{sen}(h\omega t) + V^j_{B,h} \cdot \cos(h\omega t)] \quad 5.6$$

$$v_C = \sum_h^{\infty} [V'_{C,h} \cdot \text{sen}(h\omega t) + V^j_{C,h} \cdot \cos(h\omega t)] \quad 5.7$$

donde:

$$\begin{aligned} V'_{B,h} &= V_{B,h} \cdot \cos(\phi_{B,h}) \\ V^j_{B,h} &= V_{B,h} \cdot \text{sen}(\phi_{B,h}) \end{aligned} \quad 5.8$$

$$\begin{aligned} V'_{C,h} &= V_{C,h} \cdot \cos(\phi_{C,h}) \\ V^j_{C,h} &= V_{C,h} \cdot \text{sen}(\phi_{C,h}) \end{aligned} \quad 5.9$$

La tensiones vistas en los extremos de cada rama serán las tensiones de líneas:

$$\begin{aligned} v_{A,B} = v_A - v_B &= \sum_h^{\infty} (V'_{A,h} \cdot \text{sen}(h\omega t) + V^j_{A,h} \cdot \cos(h\omega t)) - \\ &\quad \sum_h^{\infty} (V'_{B,h} \cdot \text{sen}(h\omega t) + V^j_{B,h} \cdot \cos(h\omega t)) = \end{aligned} \quad 5.10$$

$$= \sum_h^{\infty} [(V'_{A,h} - V'_{B,h}) \cdot \text{sen}(h\omega t) + (V^j_{A,h} - V^j_{B,h}) \cdot \cos(h\omega t)] =$$

$$v_{A,B} = \sum_h^{\infty} (A_{AB,h} \cdot \text{sen}(h\omega t) + B_{AB,h} \cdot \cos(h\omega t)) \quad 5.11$$

siendo

$$\begin{aligned} A_{AB,h} &= V_{A,h}^i - V_{B,h}^i = \\ &V_{A,h} \cdot \cos(\phi_{A,h}) - V_{B,h} \cdot \cos(\phi_{B,h}) \end{aligned} \quad 5.12$$

$$\begin{aligned} B_{AB,h} &= V_{A,h}^j - V_{B,h}^j = \\ &V_{A,h} \cdot \text{sen}(\phi_{A,h}) - V_{B,h} \cdot \text{sen}(\phi_{B,h}) \end{aligned} \quad 5.13$$

Análogamente para las otras dos líneas:

$$V_{B,C} = \sum_h^8 A_{BC,h} \cdot \text{sen}(h\omega t) + B_{BC,h} \cdot \cos(h\omega t) \quad 5.14$$

$$V_{C,A} = \sum_h^8 A_{CA,h} \cdot \text{sen}(h\omega t) + B_{CA,h} \cdot \cos(h\omega t) \quad 5.15$$

Siendo también:

$$\begin{aligned} A_{BC,h} &= V_{B,h}^i - V_{C,h}^i = \\ &V_{B,h} \cdot \cos(\phi_{B,h}) - V_{C,h} \cdot \cos(\phi_{C,h}) \end{aligned} \quad 5.16$$

$$\begin{aligned} B_{BC,h} &= V_{B,h}^j - V_{C,h}^j = \\ &V_{B,h} \cdot \text{sen}(\phi_{B,h}) - V_{C,h} \cdot \text{sen}(\phi_{C,h}) \end{aligned} \quad 5.17$$

$$\begin{aligned} A_{CA,h} &= V_{C,h}^i - V_{A,h}^i = \\ &V_{C,h} \cdot \cos(\phi_{C,h}) - V_{A,h} \cdot \cos(\phi_{A,h}) \end{aligned} \quad 5.18$$

$$\begin{aligned} B_{CA,h} &= V_{C,h}^j - V_{A,h}^j = \\ &V_{C,h} \cdot \text{sen}(\phi_{C,h}) - V_{A,h} \cdot \text{sen}(\phi_{A,h}) \end{aligned} \quad 5.19$$

Las ecuaciones diferenciales que se deducen de cada fase del circuito del compensador de la figura 5.1 son:

$$V_{A,B} = v_A - v_B = R \cdot i_{A,B} + L \cdot \frac{d(i_{A,B})}{dt} + \frac{1}{C} \int i_{A,B} \cdot dt + U_0 \quad 5.20$$

$$V_{B,C} = v_B - v_C = R \cdot i_{B,C} + L \cdot \frac{d(i_{B,C})}{dt} + \frac{1}{C} \int i_{B,C} \cdot dt + U_0 \quad 5.21$$

$$V_{C,A} = v_C - v_A = R \cdot i_{C,A} + L \cdot \frac{d(i_{C,A})}{dt} + \frac{1}{C} \int i_{C,A} \cdot dt + U_0 \quad 5.22$$

siendo U_0 la tensión inicial del condensador y $V_{A,B}$, $V_{B,C}$, $V_{C,A}$ las tensiones dadas por las ecuaciones 5.11, 5.14 y 5.15.

La solución total de la ecuación diferencial (5.20) se expresa para circuitos subamortiguados ($\alpha < \omega_r$; raíces complejas) como una solución general de la ecuación incompleta (i_t) que representa el régimen transitorio y una solución particular (i_p) que representa el régimen permanente, o sea:

$$i_{A,B} = i_t + i_p$$

donde

$$i_t = [K_1 \cdot \cos(\beta t') + K_2 \cdot \text{sen}(\beta t')] \cdot e^{\alpha t'} \quad 5.23$$

y para el régimen permanente que ya podemos suponer con armónicos será:

$$i_p = \sum_h^{\infty} [I_{AB,h} \cdot \text{sen}(h\omega t + \varphi_{AB,h})] \quad 5.24$$

donde

$$I_{AB,h} = \frac{V_{AB,h}}{Z} = \frac{\sqrt{A^2_{AB,h} + B^2_{AB,h}}}{Z} \quad 5.25$$

Siendo $A_{AB,h}$ y $B_{AB,h}$ dado por las relaciones 5.12 y 5.13 y Z la impedancia de una rama

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(hL\omega - \frac{1}{hC\omega}\right)^2} \quad 5.26$$

El ángulo $\phi_{AB,h}$ incluye el desfase entre la tensión de línea y la intensidad que circula por la rama AB y el ángulo de desfase $\phi_{AB,h}$ entre las tensiones de línea, así tenemos:

$$\phi_{AB,h} = \phi_{AB,h} - \phi_Z = \arctan\left(\frac{B_{AB,h}}{A_{AB,h}}\right) - \phi_Z \quad 5.27$$

donde ϕ_Z es el ángulo entre la tensión entre fases AB y la intensidad por la rama AB

$$\phi_Z = \arctan\left(\frac{h\omega L - 1/h\omega C}{R}\right) \quad 5.28$$

por tanto, la intensidad total que circulará por la fase AB será:

$$i_{A,B} = [K_1 \cdot \cos(\beta t') + K_2 \cdot \text{sen}(\beta t')] \cdot e^{\alpha t'} + \sum_h [I_{AB,h} \cdot \text{sen}(h\omega t + \phi_{AB,h})] \quad 5.29$$

donde $t' = t - t_0$ y t_0 el momento de conexión del interruptor, siendo además:

$$\text{Coeficiente de amortiguamiento: } \alpha = \frac{R}{2L}$$

Pulsación natural: $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, $\beta = \sqrt{\omega_r^2 - \alpha^2}$ siendo en este caso $\alpha \leq \omega_r$ (raíces complejas).

K_1 y K_2 son constantes que se define para $u_{AB}(t=t_0=0) = U_0$ y $i_{AB}(t=t_0)=0$, siendo U_0 la tensión inicial del condensador.

$$K_1 = -\sum_h^{\infty} I_{AB,h} \cdot \text{sen}(h\omega t_0 + \phi_{AB,h}) = -\sum_h^{\infty} I_{AB,h} \cdot \text{sen}(h\omega t_0 + \phi_{AB,h} - \phi_Z) \quad 5.30$$

La K_2 la calculamos para condiciones iniciales $t = t_0 = 0$ en la ecuación 5.20 y en la ecuación 5.29 haciendo:

$$\left. \frac{di_{A,B}}{dt} \right|_{t=0}$$

con lo cual tendremos:

$$K_2 = -\frac{U_0}{\beta L} + \frac{1}{\beta} \sum_h^{\infty} \left[\frac{\sqrt{A^2_{AB,h} + B^2_{AB,h}}}{L} \cdot \text{sen}(h\omega t_0 + \phi_{AB,h}) - S \right] \quad 5.31$$

$$S = I_{AB,h} \cdot [\alpha \cdot \text{sen}(h\omega t_0 + \phi_{AB,h}) + h \omega \cos(h\omega t_0 + \phi_{AB,h})]$$

Análogamente la intensidad que circula por otra rama BC del compensador será:

$$i_{B,C} = [K_1 \cdot \cos(\beta t') + K_2 \cdot \text{sen}(\beta t')] \cdot e^{\alpha t'} + \sum_h^{\infty} [I_{BC,h} \cdot \text{sen}(h\omega t + \phi_{BC,h})] \quad 5.32$$

donde,

$$K_1 = -\sum_h^{\infty} I_{BC,h} \cdot \text{sen}(h\omega t_0 + \phi_{BC,h}) = -\sum_h^{\infty} I_{BC,h} \cdot \text{sen}(h\omega t_0 + \phi_{BC,h} - \phi_Z) \quad 5.33$$

$$K_2 = -\frac{U_0}{\beta L} + \frac{1}{\beta} \sum_h^{\infty} \left[\frac{\sqrt{A^2_{BC,h} + B^2_{BC,h}}}{L} \cdot \text{sen}(h\omega t_0 + \phi_{BC,h}) - S \right] \quad 5.34$$

$$S = I_{BC,h} \cdot [\alpha \cdot \text{sen}(h\omega t_0 + \phi_{BC,h}) + h\omega \cos(h\omega t_0 + \phi_{BC,h})]$$

siendo además

$$I_{BC,h} = \frac{V_{BC,h}}{Z} = \frac{\sqrt{A^2_{BC,h} + B^2_{BC,h}}}{Z} \quad 5.35$$

$$\phi_{BC,h} = \phi_{BC,h} - \phi_Z = \arctan\left(\frac{B_{BC,h}}{A_{BC,h}}\right) - \phi_Z \quad 5.36$$

Con $A_{BC,h}$ y $B_{BC,h}$ dado por las relaciones 5.16 y 5.17.

Por último para la rama CA:

$$i_{C,A} = [K_1 \cdot \cos(\beta t') + K_2 \cdot \text{sen}(\beta t')] \cdot e^{\alpha t'} + \sum_h [I_{CA,h} \cdot \text{sen}(h\omega t + \phi_{CA,h})] \quad 5.37$$

donde,

$$K_1 = -\sum_h I_{CA,h} \cdot \text{sen}(h\omega t_0 + \phi_{CA,h}) = -\sum_h I_{CA,h} \cdot \text{sen}(h\omega t_0 + \phi_{CA,h} - \phi_Z) \quad 5.38$$

$$K_2 = -\frac{U_0}{\beta L} + \frac{1}{\beta} \sum_h \left[\frac{\sqrt{A^2_{CA,h} + B^2_{CA,h}}}{L} \cdot \text{sen}(h\omega t_0 + \phi_{CA,h}) - S \right] \quad 5.39$$

$$S = I_{CA,h} \cdot [\alpha \cdot \text{sen}(h\omega t_0 + \phi_{CA,h}) + h\omega \cos(h\omega t_0 + \phi_{CA,h})]$$

siendo además

$$I_{CA,h} = \frac{V_{CA,h}}{Z} = \frac{\sqrt{A^2_{CA,h} + B^2_{CA,h}}}{Z} \quad 5.40$$

$$\varphi_{CA,h} = \phi_{CA,h} - \varphi_Z = \arctan\left(\frac{B_{CA,h}}{A_{CA,h}}\right) - \varphi_Z \quad 5.41$$

Siendo $A_{BC,h}$ y $B_{BC,h}$ dado por las relaciones 5.18 y 5.19.

A partir de las anteriores ecuaciones se obtienen las intensidades de línea i_A , i_B e i_C , tal que:

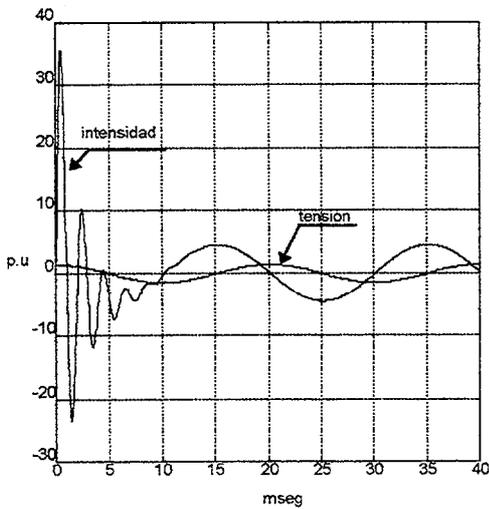
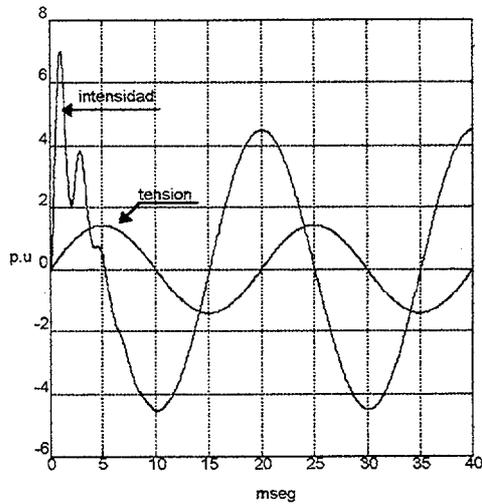
$$\begin{aligned} i_A &= i_{A,B} - i_{C,A} \\ i_B &= i_{B,C} - i_{A,B} \\ i_C &= i_{C,A} - i_{B,C} \end{aligned} \quad 5.42$$

Una representación gráfica de estas ecuaciones para una sola fase se muestra en la gráfica de la figura 3.6. donde el condensador figura cargado con una tensión inicial dada por la relación:

$$U_o = V_{\max} \cdot \text{sen}(\varphi)$$

Podemos apreciar que para un momento de la conexión del interruptor electrónico de φ grados, o sea, justo en el momento del ángulo de desfase entre la tensión e intensidad y en los sucesivos semiciclos en que la intensidad se hace cero el compensador prácticamente no produce armónicos.

En el análisis transitorio de la conexión la carga en el condensador es un factor importante así como el momento de conexión. La figura 5.2a muestra una gráfica donde el condensador tiene una tensión inicial de $U_o = 0$ y el momento de la conexión es el ángulo φ , en la gráfica 5.2b la tensión inicial es también $U_o = 0$ pero el momento de la conexión es a cero grados, es decir cuando la tensión pasa por cero.

Fig.5.2a: conexión en ϕ grados y $U_0=0$ Fig.5.2b: conexión en cero grados y $U_0=0$

Evidentemente la bobina ejerce gran influencia en la limitación de esta corriente transitoria pero también la tensión inicial del condensador y el momento de la conexión. Generalmente en este tipo de compensadores el condensador está previamente descargado antes de la conexión, y es aconsejable que el momento de la conexión coincida con el instante en que la tensión pasa por cero, como indica la figura 5.2b es el caso más favorable. Seguidamente, el interruptor (tiristores) se mantendrá continuamente disparado de forma tal que la corriente sea sin discontinuidades y totalmente senoidal, con lo cual se garantiza la no producción de distorsiones armónicas.

Como resumen se puede decir que las características de un TSC son:

- Control por escalones de la potencia reactiva.
- Retardo como máximo de un ciclo en la ejecución de la orden de conexión.
- Si la conexión se hace en el paso por cero de la tensión las corrientes transitorias son bajas.
- No hay generación de armónicos en regímenes estacionarios.

5.3 ANÁLISIS DEL COMPENSADOR DE BOBINA CONECTADA POR TIRISTORES (TSR) EN RÉGIMEN TRANSITORIO Y PERMANENTE

Una representación trifásica en configuración en triángulo de un modelo básico de TSR se tiene en la figura 5.3. donde se observa las intensidades y tensiones de fase y de línea.

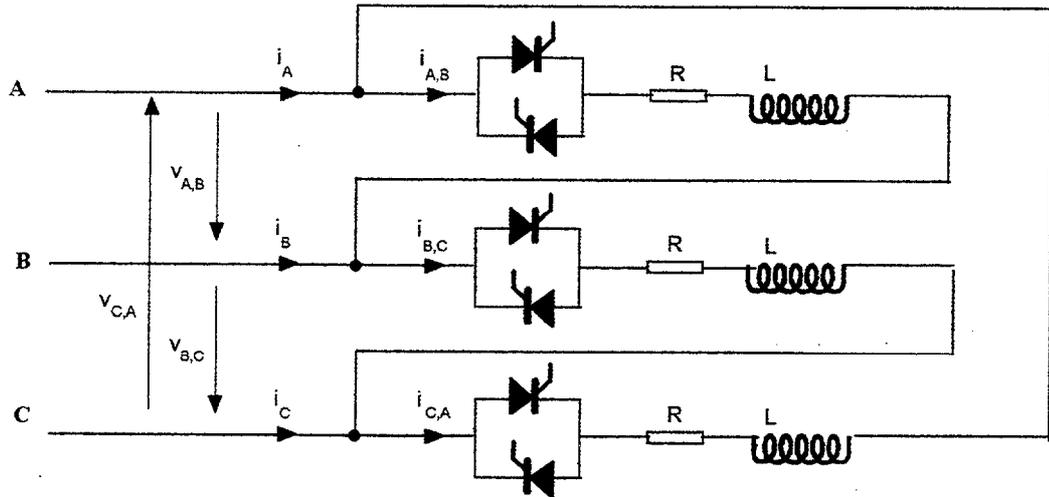


Fig.5.3. Compensador trifásico TSR en configuración triangular

La resistencia en serie con la bobina es de muy bajo valor y tiene como finalidad la de simular la resistividad de la bobina, conductores y conectores.

Las ecuaciones diferenciales que se deducen de cada fase del circuito del compensador de la figura 5.3 son:

$$V_{A,B} = v_A - v_B = R \cdot i_{A,B} + L \cdot \frac{d(i_{A,B})}{dt} \quad 5.43$$

$$V_{B,C} = v_B - v_C = R \cdot i_{B,C} + L \cdot \frac{d(i_{B,C})}{dt} \quad 5.44$$

$$V_{C,A} = v_C - v_A = R \cdot i_{C,A} + L \cdot \frac{d(i_{C,A})}{dt} \quad 5.45$$

Siendo las tensiones v_A , v_B y v_C las tensiones simples o de fase a neutro dadas por las relaciones 5.1, 5.2 y 5.3. donde la sumatoria implica ya el hecho de considerar componentes armónicas en estas tensiones. Análogamente, las tensiones compuestas V_{AB} , V_{BC} y V_{CA} son dadas por las relaciones 5.11, 5.14 y 5.15 también con componentes armónicas.

La soluciones totales de estas ecuaciones diferenciales tendrán una componente transitoria (i_t) y otra permanente (i_p). Así, la solución para una rama AB del compensador de la figura 2.13 nos da una intensidad:

$$i_{A,B} = i_t + i_p$$

donde

$$i_t = \sum_h^{\infty} X_{AB,h} \cdot e^{-t'/T} \quad 5.46$$

$$i_p = \sum_h^{\infty} I_{AB,h} \cdot \text{sen}(h\omega t' + \varphi_{AB,h}) \quad 5.47$$

por tanto la intensidad total será:

$$i_{AB} = \sum_h^{\infty} \left[X_{AB,h} \cdot e^{-t'/T} + I_{AB,h} \cdot \text{sen}(h\omega t' + \varphi_{AB,h}) \right] \quad 5.48$$

donde

$$I_{AB,h} = \frac{\sqrt{A_{AB,h}^2 + B_{AB,h}^2}}{L \cdot \sqrt{h^2 \omega^2 + 1/T^2}} \quad 5.49$$

$$X_{AB,h} = - \frac{\sqrt{A_{AB,h}^2 + B_{AB,h}^2}}{L \cdot \sqrt{h^2 \omega^2 + 1/T^2}} \cdot \text{sen}(h\omega t_0 + \varphi_{AB,h}) \quad 5.50$$

Esta última constante $X_{AB,h}$ es calculada para las condiciones iniciales de $t = t_0 = 0$ e $i_{AB} = 0$ y $A_{AB,h}$ y $B_{AB,h}$ dado por las relaciones 5.12 y 5.13. Siendo además:

$$\varphi_{AB,h} = \arctan\left(\frac{B_{AB,h}}{A_{AB,h}}\right) - \varphi_Z = \arctan\left(\frac{B_{AB,h}}{A_{AB,h}}\right) - \arctan(h\omega T) \quad 5.51$$

$$T = \frac{L}{R} \quad 5.52$$

Análogamente la solución para la ecuación 5.44 de la rama BC es dada por las siguientes relaciones:

$$i_{B,C} = \sum_h \left[X_{BC,h} \cdot e^{-t/T} + I_{BC,h} \cdot \text{sen}(h\omega t' + \varphi_{BC,h}) \right] \quad 5.53$$

donde

$$I_{BC,h} = \frac{\sqrt{A_{BC,h}^2 + B_{BC,h}^2}}{L \cdot \sqrt{h^2 \omega^2 + 1/T^2}} \quad 5.54$$

$$X_{BC,h} = -\frac{\sqrt{A_{BC,h}^2 + B_{BC,h}^2}}{L \cdot \sqrt{h^2 \omega^2 + 1/T^2}} \cdot \text{sen}(h\omega t_0 + \varphi_{BC,h}) \quad 5.55$$

$$\varphi_{BC,h} = \arctan\left(\frac{B_{BC,h}}{A_{BC,h}}\right) - \varphi_Z = \arctan\left(\frac{B_{BC,h}}{A_{BC,h}}\right) - \arctan(h\omega T) \quad 5.56$$

$A_{BC,h}$ y $B_{BC,h}$ dado por las relaciones 5.18 y 5.19.

Por último para la rama CA:

$$i_{C,A} = \sum_h \left[X_{CA,h} \cdot e^{-t/T} + I_{CA,h} \cdot \text{sen}(\omega t + \varphi_{CA,h}) \right] \quad 5.57$$

$$I_{CA,h} = \frac{\sqrt{A_{CA,h}^2 + B_{CA,h}^2}}{L \cdot \sqrt{h^2 \omega^2 + 1/T^2}} \quad 5.58$$

$$X_{CA,h} = -\frac{\sqrt{A_{CA,h}^2 + B_{CA,h}^2}}{L \cdot \sqrt{h^2 \omega^2 + 1/T^2}} \cdot \text{sen}(\omega t_0 + \varphi_{CA,h}) \quad 5.59$$

$$\varphi_{CA,h} = \arctan\left(\frac{B_{CA,h}}{A_{CA,h}}\right) - \varphi_Z = \arctan\left(\frac{B_{CA,h}}{A_{CA,h}}\right) - \arctan(\omega T) \quad 5.60$$

$A_{CA,h}$ y $B_{CA,h}$ dado por las relaciones 5.18 y 5.19.

A partir de las anteriores ecuaciones se obtienen las intensidades de línea i_A , i_B e i_C , tal que:

$$\begin{aligned} i_A &= i_{A,B} - i_{C,A} \\ i_B &= i_{B,C} - i_{A,B} \\ i_C &= i_{C,A} - i_{B,C} \end{aligned} \quad 5.61$$

Como podemos ver si el momento de la conexión del compensador a la red corresponde con el ángulo φ_Z , la corriente transitoria se anula y por lo tanto no aparece perturbación alguna siendo la intensidad total la del régimen permanente (figura 5.4b). Sólo resta comentar que el efecto resistivo de la bobina, conectores y conductores suele ser muy pequeño frente al de la bobina (por ejemplo $R = 0.1 \Omega$, $L = 10 \text{ mH}$) y por consiguiente si la conexión se realiza en un instante distinto al φ_Z y se mantiene continuamente disparados los tiristores que actúan como meros interruptores, entonces se produce el efecto mostrado en la gráfica de la figura 5.4a, donde vemos como la corriente tarda en alcanzar el régimen permanente, siendo quizás éste el único inconveniente además del control de la reactiva por saltos. Por lo tanto, tampoco este

compensador produce distorsión armónica una vez conectado a la red y superado el tiempo transitorio de conexión.

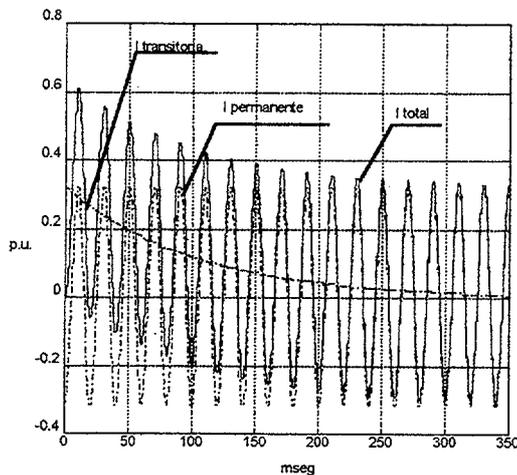


Fig. 5.4a: corriente producida por un TSR con conexión a cero grados

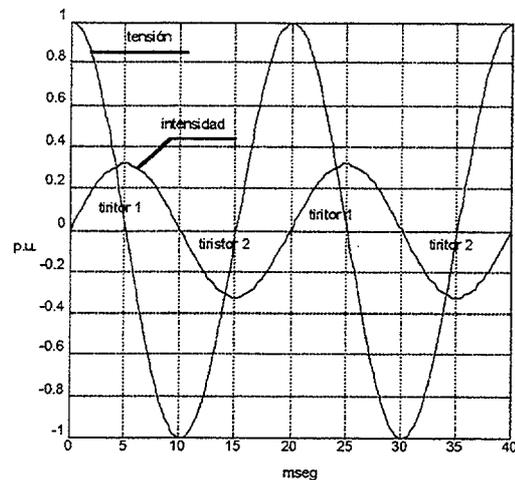


Fig. 5.4b: corriente producida por un TSR con conexión a ϕ_z grados

De todo lo anterior se desprende entonces la necesidad de que los tiristores han de ser disparados de forma continua actuando éstos como meros interruptores evitando así la aparición de armónicos pero eliminando la posibilidad de poder realizar un control continuo sobre la intensidad en cada rama del compensador. Además y en vistas a eliminar el transitorio inicial de conexión es aconsejable que el instante de la conexión sea realizado en el ángulo ϕ_z .

5.4 ANÁLISIS DEL COMPENSADOR DE BOBINA CONTROLADA POR TIRISTORES (TCR) EN RÉGIMEN TRANSITORIO Y PERMANENTE

En la figura 5.3 que reproducimos aquí nuevamente se muestra también un compensador del tipo TCR por ser su intensidad controlable por el disparo de los tiristores.

Al igual que en el TSC y TSR las tensiones en cada fase son las mismas de las relaciones 5.1, 5.2 y 5.3.

Considerando un ángulo de disparo θ_{AB} , θ_{BC} , θ_{CA} de los tiristores en cada rama tomados desde que la tensión entre fases (líneas) pasa por cero tendremos las siguientes expresiones para las tensiones de líneas:

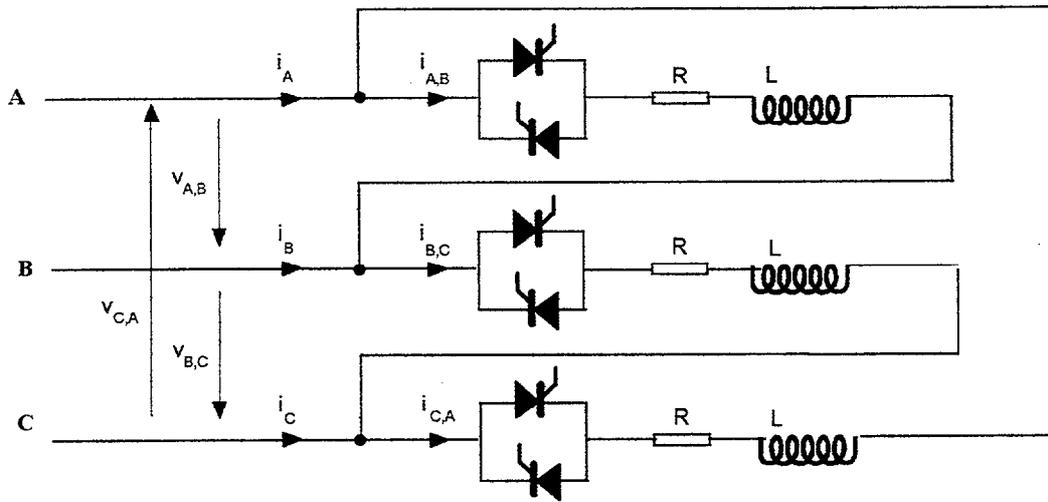


Fig.5.5: Compensador TCR en configuración triangular.

$$V_{A,B} = \sum_h^{\infty} \left[(V'_{A,h} - V'_{B,h}) \cdot \text{sen}(h\omega t + \theta_{AB,h}) + (V^j_{A,h} - V^j_{B,h}) \cdot \text{cos}(h\omega t + \theta_{BA,h}) \right] = \tag{5.62}$$

$$V_{A,B} = \sum_h^{\infty} \left\{ (V'_{A,h} - V'_{B,h}) \cdot \left[\text{sen}(h\omega t) \cdot \text{cos}(\theta_{AB,h}) + \text{sen}(\theta_{AB,h}) \cdot \text{cos}(h\omega t) \right] + (V^j_{A,h} - V^j_{B,h}) \cdot \left[\text{cos}(h\omega t) \cdot \text{cos}(\theta_{AB,h}) - \text{sen}(h\omega t) \cdot \text{sen}(\theta_{AB,h}) \right] \right\} \tag{5.63}$$

ordenando los términos constantes:

$$V_{A,B} = \sum_h^{\infty} \left\{ \left[(V'_{A,h} - V'_{B,h}) \cdot \text{cos}(\theta_{AB,h}) - (V^j_{A,h} - V^j_{B,h}) \cdot \text{sen}(\theta_{AB,h}) \right] \cdot \text{sen}(h\omega t) + \left[(V'_{A,h} - V'_{B,h}) \cdot \text{sen}(\theta_{AB,h}) + (V^j_{A,h} - V^j_{B,h}) \cdot \text{cos}(\theta_{AB,h}) \right] \cdot \text{cos}(h\omega t) \right\} = \tag{5.64}$$

$$v_{A,B} = \sum (A'_{AB,h} \cdot \text{sen}(h\omega t) + B'_{AB,h} \cdot \text{cos}(h\omega t)) \quad 5.65$$

donde $A'_{AB,h}$ y $B'_{AB,h}$ son:

$$A'_{AB,h} = (V'_{A,h} - V'_{B,h}) \cdot \text{cos}(\theta_{AB,h}) - (V^j_{A,h} - V^j_{B,h}) \cdot \text{sen}(\theta_{AB,h}) = A_{AB,h} \cdot \text{cos}(\theta_{AB,h}) - B_{AB,h} \cdot \text{sen}(\theta_{AB,h}) \quad 5.66$$

$$B'_{AB,h} = (V'_{A,h} - V'_{B,h}) \cdot \text{sen}(\theta_{AB,h}) - (V^j_{A,h} - V^j_{B,h}) \cdot \text{cos}(\theta_{AB,h}) = A_{AB,h} \cdot \text{sen}(\theta_{AB,h}) - B_{AB,h} \cdot \text{cos}(\theta_{AB,h}) \quad 5.67$$

Siendo las constantes $A_{AB,h}$ y $B_{AB,h}$ dadas por las ecuaciones 5.12 y 5.13.

Análogamente para las otras dos líneas:

$$v_{B,C} = \sum_h (A'_{BC,h} \cdot \text{sen}(h\omega t) + B'_{BC,h} \cdot \text{cos}(h\omega t)) \quad 5.68$$

siendo también:

$$A'_{BC,h} = (V'_{B,h} - V'_{C,h}) \cdot \text{cos}(\theta_{BC,h}) - (V^j_{B,h} - V^j_{C,h}) \cdot \text{sen}(\theta_{BC,h}) = A_{BC,h} \cdot \text{cos}(\theta_{BC,h}) - B_{BC,h} \cdot \text{sen}(\theta_{BC,h}) \quad 5.69$$

$$B'_{BC,h} = (V'_{B,h} - V'_{C,h}) \cdot \text{sen}(\theta_{BC,h}) - (V^j_{B,h} - V^j_{C,h}) \cdot \text{cos}(\theta_{BC,h}) = A_{BC,h} \cdot \text{sen}(\theta_{BC,h}) - B_{BC,h} \cdot \text{cos}(\theta_{BC,h}) \quad 5.70$$

Las constantes $A_{BC,h}$ y $B_{BC,h}$ son dadas por las ecuaciones 5.16 y 5.17.

$$A'_{CA,h} = (V'_{C,h} - V'_{A,h}) \cdot \text{cos}(\theta_{CA,h}) - (V^j_{C,h} - V^j_{A,h}) \cdot \text{sen}(\theta_{CA,h}) = A_{CA,h} \cdot \text{cos}(\theta_{CA,h}) - B_{CA,h} \cdot \text{sen}(\theta_{CA,h}) \quad 5.71$$

$$B'_{CA,h} = (V'_{C,h} - V'_{A,h}) \cdot \text{sen}(\theta_{CA,h}) - (V^j_{C,h} - V^j_{A,h}) \cdot \text{cos}(\theta_{CA,h}) = \quad 5.72$$

$$A_{CA,h} \cdot \text{sen}(\theta_{CA,h}) - B_{CA,h} \cdot \text{cos}(\theta_{CA,h})$$

Las constantes $A_{CA,h}$ y $B_{CA,h}$ son dadas por las ecuaciones 5.18 y 5.19.

Las ecuaciones que se deducen de la figura 5.5 son las mismas que para el TSR, o sea, la 5.48 a la 5.60. Solo será necesario cambiar las constantes $A_{A,B}$ y $B_{A,B}$, $A_{B,C}$ y $B_{B,C}$, $A_{C,A}$ y $B_{C,A}$ en dichas ecuaciones por las relaciones $A'_{A,B}$ y $B'_{A,B}$, $A'_{B,C}$ y $B'_{B,C}$, $A'_{C,A}$ y $B'_{C,A}$ dadas en 5.66 al 5.72 que incluyen el ángulo de disparo de los tiristores. Así, a partir de las ecuaciones anteriores de las intensidades de cada rama se obtienen de líneas:

$$\begin{aligned} i_A &= i_{A,B} - i_{C,A} \\ i_B &= i_{B,C} - i_{A,B} \\ i_C &= i_{C,A} - i_{B,C} \end{aligned} \quad 5.73$$

Un ejemplo de las ecuaciones anteriores se muestran en las figuras 5.6a y b obtenidas para un ángulo de disparo de 120° . La figura 5.6a representa la intensidad que circula por una fase AB y la 5.6b las intensidades de líneas.

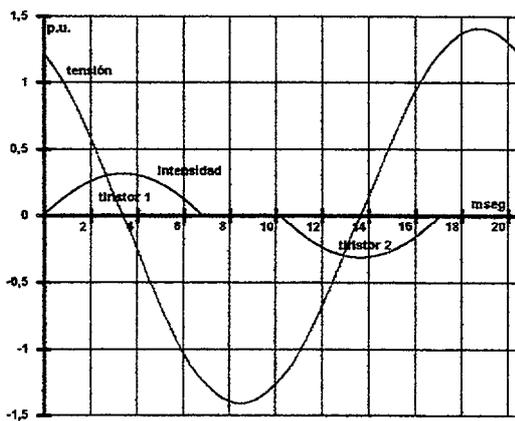


Fig. 5.6a: tensión e intensidad de una rama del TCR disparado a 120°

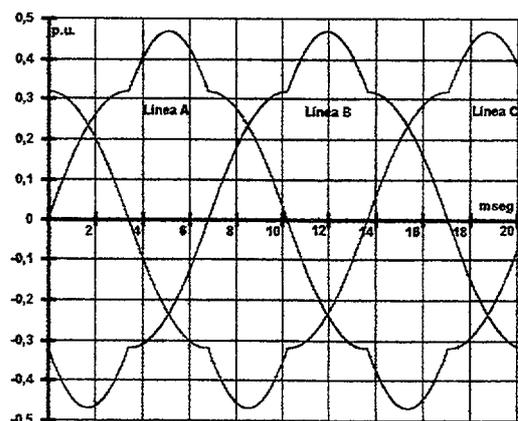


Fig. 5.6b: Intensidades de líneas de un TCR disparado a 120°

Como se aprecia en dichas figuras, la distorsión de la señal de intensidad es evidente tanto en las intensidades de fases como en las de líneas para el caso de una configuración en triángulo.

Haciendo ahora un análisis de Fourier (FFT) de la ecuación 5.48 representada también en la figura 5.6a obtenemos las gráficas de la figura 5.7. En la 5.7a se muestra la componente de la intensidad de una rama del compensador a la frecuencia fundamental ($h=1$) en la cual podemos comprobar cómo es regulada esta intensidad por el TCR en función del ángulo de disparo. En la gráfica 5.7b se muestra el resto de las componentes armónicas que como se observa, existe simetría de media onda con lo cual desaparecen los armónicos pares quedando sólo los impares $2K \pm 1$ para $K=1,2,3\dots$ y si analizamos las intensidades de líneas (ecuaciones 5.73) serían $6K \pm 1$ con lo que quedarían eliminadas la terceras armónicas y sus múltiplos.

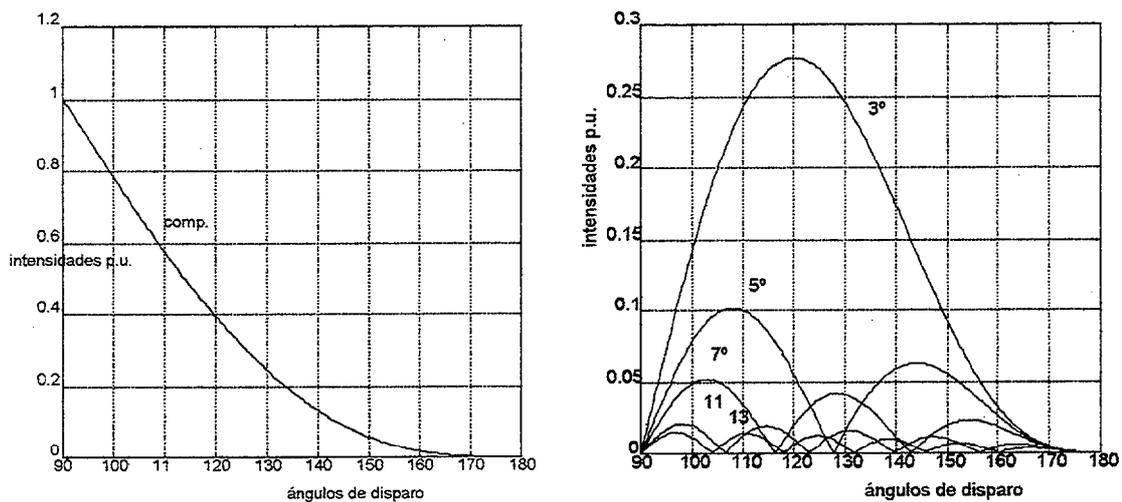


Fig. 5.7: a: Componente fundamental

b: Componentes armónicas en una rama

La configuración en estrella de dicho compensador queda descartada por la polución armónica que produce $2K \pm 1$ para $K=1,2,3\dots$ mostrada en la figura 5.7b. Cabe mencionar que si se elimina el neutro la configuración en estrella equilibrada produce una polución armónica semejante a la configuración en triángulo ($6K \pm 1$) y la intensidad de inyección en el sistema eléctrico será la mostrada en la figura 5.6a, y a efecto de la corriente fundamental y por consiguiente, a efectos de la compensación es semejante también a la del triángulo salvo la diferencia de tener que mantener un neutro aislado.

Por lo tanto, la configuración más usual es la configuración en triángulo que será la que utilizaremos para el análisis armónico mediante el proceso IHA.

5.5 IMPLANTACIÓN DEL COMPENSADOR TCR EN EL ALGORITMO IHA

En el apartado anterior vimos que el compensador TCR es un dispositivo no lineal al producir armónicos de intensidad. La figura 5.5 muestra una configuración en triángulo de dicho dispositivo. La intensidad que circula por una rama del compensador es, según vimos, la siguiente:

$$i_{AB} = \sum_h \left[X_{AB,h} \cdot e^{-\frac{r}{l}} + I_{AB,h} \cdot \text{sen}(h\omega t + \varphi_{AB,h}) \right] \quad 5.74$$

donde los parámetros $I_{AB,h}$, $X_{AB,h}$, $\varphi_{AB,h}$ son detallados en las relaciones 5.49 a 5.52 para la rama AB y para las otras dos quedan detalladas en las relaciones siguientes 5.53 a 5.60, donde los términos $A'_{AB,h}$ y $B'_{AB,h}$ son calculados en 5.66 y 5.67 para la rama AB y para las otras son calculadas por las relaciones 5.68 a 5.72.

Como ya se mostró en el capítulo 4 en su apartado 4.8, el comienzo del proceso IHA para las tensiones simples dadas por las ecuaciones 5.1 a 5.3 y siguiendo el desarrollo mostrado en el apartado 5.4 del presente capítulo se calculan las tensiones de línea que reproducimos aquí nuevamente para la rama AB del compensador:

$$v_{A,B} = \sum (A'_{AB,h} \cdot \text{sen}(h\omega t) + B'_{AB,h} \cdot \text{cos}(h\omega t)) \quad 5.75$$

Los valores $A'_{AB,h}$ y $B'_{AB,h}$ son inicialmente incluidos en la ecuación 5.74 para el cálculo de la intensidades por las ramas del compensador. Seguidamente y considerando la

configuración en triángulo se calculan la intensidades de línea dadas por las relaciones 5.76.

$$\begin{aligned} i_A &= i_{A,B} - i_{C,A} \\ i_B &= i_{B,C} - i_{A,B} \\ i_C &= i_{C,A} - i_{B,C} \end{aligned} \quad 5.76$$

Estas intensidades serán las nuevas corrientes de inyección y los armónicos obtenidos mediante la transformada de Fourier de estas intensidades son resueltas con el sistema eléctrico (su impedancia armónica) de tal forma que obtenemos las nuevas tensiones dadas por la siguiente ecuación.

$$[U]_h^{K+1} = ([Y]_h)^{-1} \cdot [I_{inj}]_h^{K+1} \quad 5.77$$

Esta nuevas tensiones así calculadas nos darán los nuevos valores de $A'_{AB,h}$ y $B'_{AB,h}$ que serán incluidos nuevamente en la ecuación 5.74 para la siguiente iteración y análogamente para las restantes fases.

5.5.1 Cálculo de las intensidades

Para calcular las corrientes de inyección en el dominio de la frecuencia se realiza primero un muestreo de la onda de intensidad por fase en el dominio del tiempo. De esta forma se obtiene un número fijado de N muestras o puntos espaciados por igual y cuya representación nos da la onda de intensidad en el dominio del tiempo. Seguidamente obtenemos los armónicos correspondientes a un ciclo de la onda de intensidad anterior mediante una FFT.

Este método difiere del empleado por otros autores como [García M. 1986] y [Yacamini R. and de Oliveira J. C. 1980] que utilizan el método de integral dado que de esta forma podemos hacer incursiones en el dominio del tiempo en cada iteración y además poder incluir nuevas características. Este método es pues aplicable como vemos

en esta tesis, a un amplio rango de dispositivos no lineales. El IHA se muestra pues como un sistema de amplia aplicación en el análisis de armónicos producidos por dispositivos no lineales en sistemas eléctricos de potencia.

Continuando con la tensión entre fases AB y fijándonos en la figura 5.8, tomamos como referencia inicial el ángulo de disparo $\theta_{AB,h}$ para la semionda positiva de la tensión de línea y $\theta'_{AB,h}$ para la semionda negativa. Es decir, el tiristor Th1 será disparado con un ángulo $\alpha_1 = ZC_1 + \theta_{AB,h}$ donde ZC es el paso por cero de las tensiones de líneas, y análogamente para el simiciclo negativo con el Th1' con el ángulo $\alpha'_1 = ZC_4 + \theta'_{AB,h}$ de tal forma que los ángulos totales para las tres fases quedan:

$\alpha_1 = ZC_1 + \theta_{AB,h}$	tiristor Th1	tensión V_{AB}	semiciclo positivo
$\alpha'_1 = ZC_4 + \theta'_{AB,h}$	tiristor Th1'	tensión V_{AB}	semiciclo negativo
$\alpha_2 = ZC_3 + \theta_{BC,h}$	tiristor Th2	tensión V_{BC}	semiciclo positivo
$\alpha'_2 = ZC_6 + \theta'_{BC,h}$	tiristor Th2'	tensión V_{BC}	semiciclo negativo
$\alpha_3 = ZC_5 + \theta_{CA,h}$	tiristor Th3	tensión V_{CA}	semiciclo positivo
$\alpha'_3 = ZC_2 + \theta'_{CA,h}$	tiristor Th3'	tensión V_{CA}	semiciclo negativo

En base a lo dicho anteriormente respecto al muestreo, se hace necesario fijar el punto exacto o frontera donde se comienza y se termina el muestreo de la intensidad en cada rama o fase del compensador. De esta forma, tomando como referencia la primera fase AB en el ángulo α_1 y si M es el número de nuestras fijadas, N_i para $i = 1, \dots, 6$ son los límites donde comienza y termina cada muestreo de la correspondiente intensidad de fase tendremos:

$$N_i = \frac{\alpha_i - \alpha_1}{2\pi} \cdot M, \quad i = 1, 2, 3, 4, 5, 6 \quad 5.78$$

La figura 5.9 muestra los ángulos de disparo (108°), los límites y los pasos por cero de las tensiones. Así N_1 será igual a cero y se comienza el proceso de muestreo calculando previamente las tensiones y las relaciones 5.49 a 5.52, seguidamente para cada punto se pasa a calcular la i_{AB} mediante la relación 5.74 para los incrementos $N_1 + 1, N_1 + 2, N_1 + 3, \dots$ hasta que dicha intensidad se haga nuevamente cero. Este proceso de cálculo de i_{AB} se realiza para todos los armónicos considerados en la sumatoria. De análoga manera se procede con la parte negativa de la fase AB siendo ahora el punto de arranque del muestreo el límite $N_4 = (\alpha_4 - \alpha_1)M / 2\pi$ y la intensidad será muestreada punto a punto mientras esta sea negativa (disparo del tiristor $Th1'$). El mismo procedimiento se emplea para las otras fases obteniéndose así las intensidades en las tres ramas del compensador en el dominio del tiempo.

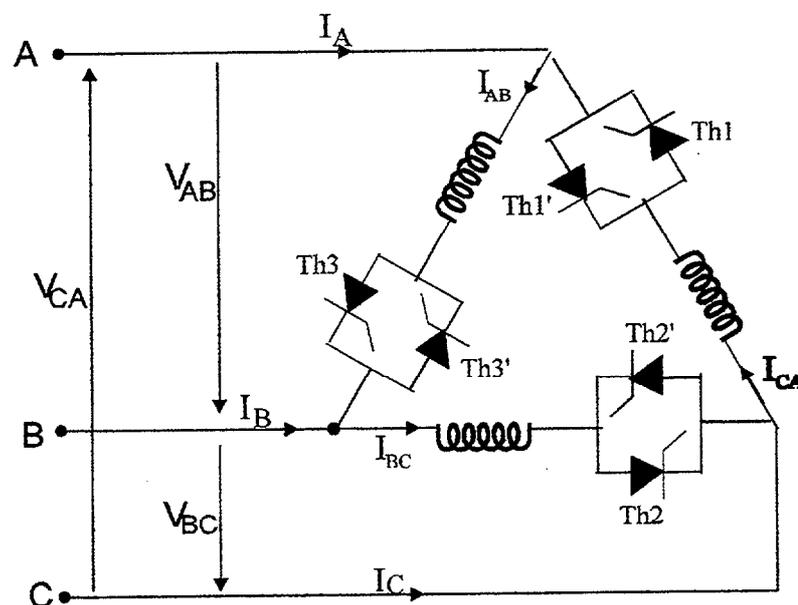


Fig. 5.8 Compensador TCR

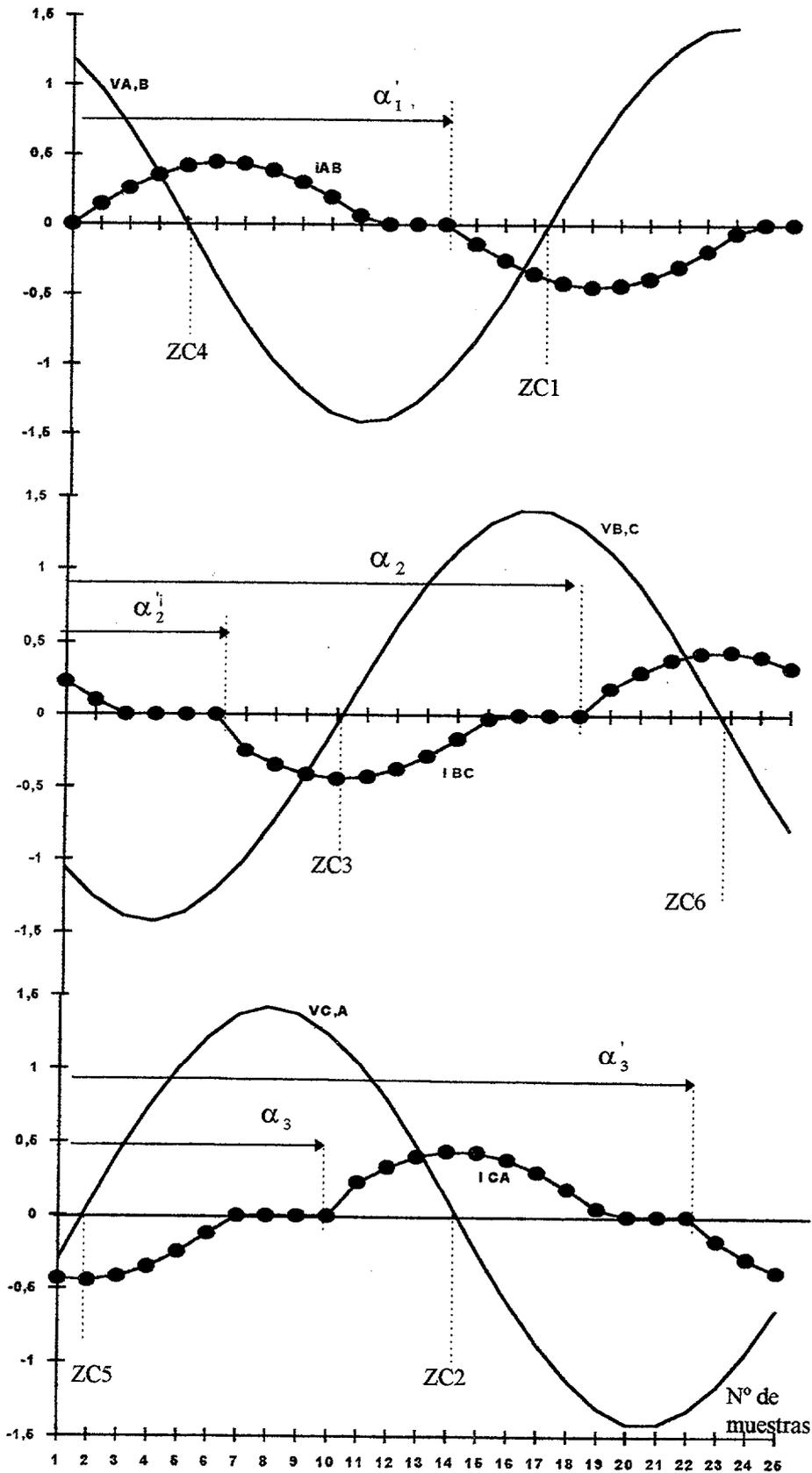


Fig.5.9: Muestreo de la intensidades de fases del compensador.

Las intensidades de inyección serán pues las de líneas dadas por las relaciones 5.73 que repetimos aquí, dichas intensidades son también representadas en el dominio del tiempo como muestra la figura 5.10 para la línea A.

$$\begin{aligned} i_A &= i_{A,B} - i_{C,A} \\ i_B &= i_{B,C} - i_{A,B} \\ i_C &= i_{C,A} - i_{B,C} \end{aligned} \quad 5.79$$

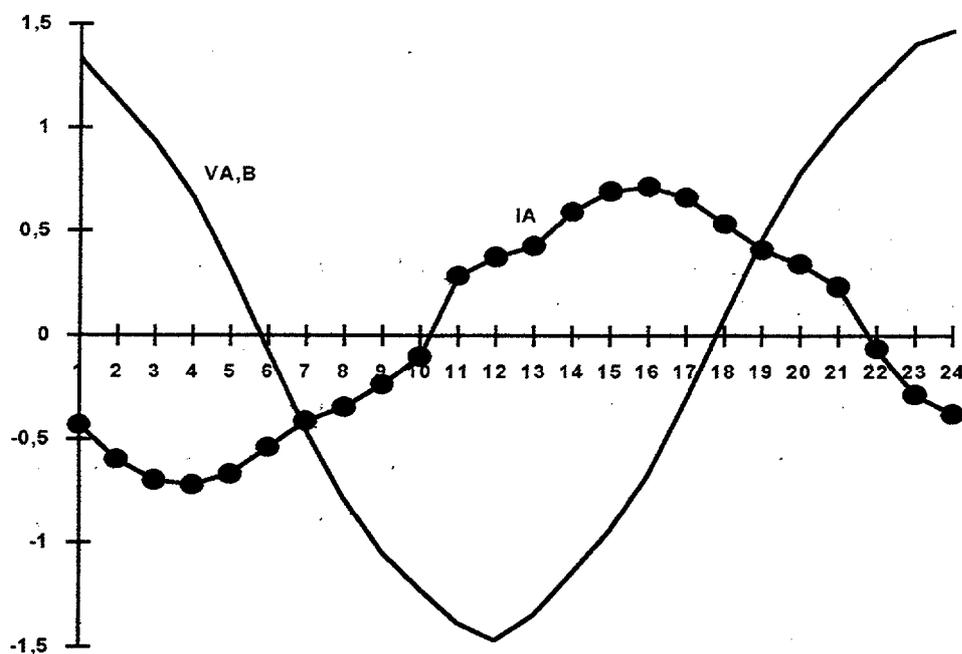


Fig. 5.10: Muestreo de la intensidad de línea $i_A = i_{A,B} - i_{C,A}$

5.5.2 Conversión del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia

Una vez obtenidas las intensidades muestreadas durante un ciclo en el dominio del tiempo se pasarán al dominio de la frecuencia mediante una Transformada rápida de Fourier (FFT) con lo cual obtendremos para cada intensidad de línea sus armónicos correspondientes.

La salida de la FFT será una serie exponencial con referencia a α_1 que es el ángulo de disparo del primer tiristor tomado como referencia. Esta serie es referida a la

referencia inicial del sistema eléctrico mediante un desplazamiento en el tiempo de la serie, esto es, mediante el ángulo $-\alpha_1$, lo cual es equivalente a la rotación a cada frecuencia h mediante $-h\alpha_1$. Entonces, el vector de corriente para cada armónico h es:

$$I_h = -\frac{2}{\sqrt{2}} I_h \left(\cos\left(\frac{\pi}{2} - h\alpha_1\right) + j \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{2} - h\alpha_1\right) \right) \quad 5.80$$

siendo negativas por considerarlas intensidades de inyección, el multiplicarlas por dos es debido a la naturaleza de la FFT empleada y la $\sqrt{2}$ para convertirlas en valores eficaces (rms).

5.5.3 Inyección de corrientes armónicas en el Sistema Eléctrico y obtención de las tensiones armónicas

Como vimos en el capítulo cuatro, el sistema eléctrico es representado por una matriz de admitancias a cada armónica considerada. Obtenidas en el apartado anterior las intensidades armónicas, estas son resueltas con el sistema eléctrico obteniéndose así las tensiones armónicas.

Por tanto, y según la figura 5.10, el sistema a resolver será:

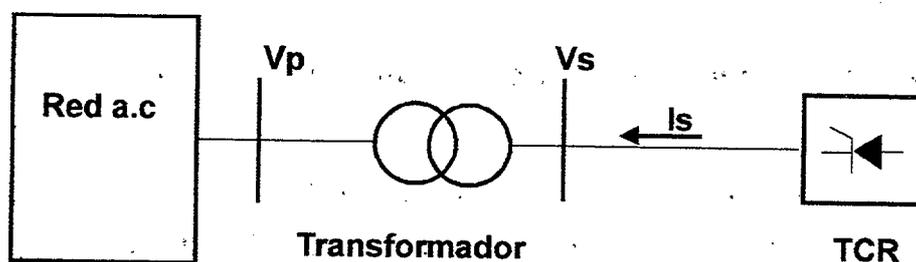


Fig.5.11: Sistema Eléctrico y compensador TCR

$$\begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{I}_s \end{bmatrix}_h = [\mathbf{Y}]_h \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{V}_p \\ \mathbf{V}_s \end{bmatrix}_h \quad 5.81$$

donde \mathbf{I}_s y \mathbf{V}_s son las intensidades de inyección y tensiones armónicas en el secundario del transformador, Las intensidades en el primario \mathbf{I}_p son ceros por considerar las corrientes de inyección procedentes del TCR en el secundario del transformador; \mathbf{V}_p son las tensiones armónicas en el primario siendo $h = 2,3,4,\dots$ hasta el número de armónicos considerado. La matriz $[\mathbf{Y}]_h$ representa la matriz de admitancias del sistema eléctrico completo incluido el transformador a todas las armónicas tal y como se obtuvo en el capítulo 4.

De esta ecuación 5.81 se obtienen las tensiones armónica tanto del primario como del secundario. Los valores así obtenidos son valores eficaces que multiplicados por $\sqrt{2}$ o por $\sqrt{6}$ según estemos con un transformador estrella - estrella o triángulo - estrella nos da los valores máximos respectivos para cada armónico.

Estos valores máximos serán utilizados para calcular los nuevos valores $A'_{AB,h}$ y $B'_{AB,h}$ de la ecuación 5.75 (para la tensión de línea AB) y con ello, el nuevo cálculo de la intensidad que circulará por cada rama del compensador según la ecuación 5.74. Así y siguiendo con el ejemplo de la tensión AB, estos máximos corresponden a los valores $A_{AB,h}$ y $B_{AB,h}$ tal que:

$$A'_{AB,h} = A_{AB,h} \cdot \cos(\theta_{AB,h}) - B_{AB,h} \cdot \text{sen}(\theta_{AB,h}) \quad 5.82$$

$$B'_{AB,h} = A_{AB,h} \cdot \text{sen}(\theta_{AB,h}) - B_{AB,h} \cdot \cos(\theta_{AB,h}) \quad 5.83$$

estos valores serán referenciados a los ángulos α correspondientes al disparo de cada tiristor y a los límites o fronteras N_i para $i = 1,2..6$ para cada simiciclo de las intensidades de cada fase del compensador e introducidas en las relaciones de cálculo de cada intensidad de fase del compensador.

De esta forma se van calculando punto a punto cada una de dichas intensidades de las otras fases BC y CA obteniéndose mediante el proceso iterativo descrito los armónicos tanto de intensidad como de tensión en ambos lados del transformador una vez alcanzada la convergencia.

5.5.4 Cálculo de los pasos por cero de las tensiones

Los pasos por cero son los instantes en que las tensiones entre fases del secundario del transformador pasan por cero y el siguiente tiristor puede ser disparado. Entonces, para este caso inicial tendremos:

$$\begin{array}{ll} ZC1 = 0^\circ & ZC4 = 180^\circ \\ ZC2 = 60^\circ & ZC5 = 240^\circ \\ ZC3 = 120^\circ & ZC6 = 300^\circ \end{array}$$

A partir de la segunda iteración y debido a la posible distorsión armónica de la tensión, pueden producirse desplazamientos en los instantes en que se producen los pasos por cero y es por ello que los pasos por ceros son calculados utilizando a su vez otro proceso iterativo en cada iteración del proceso iterativo anterior descrito.

El proceso iterativo empleado para el cálculo de los pasos por cero es el Regula Farsi o también el llamado false position [Steven C. Chapra, 1985] y consiste en trazar secantes a la curva de la tensión de forma que su ordenada con el eje x da un segundo punto de la curva donde se traza una nueva secante. La figura 5.12 muestra esta idea.

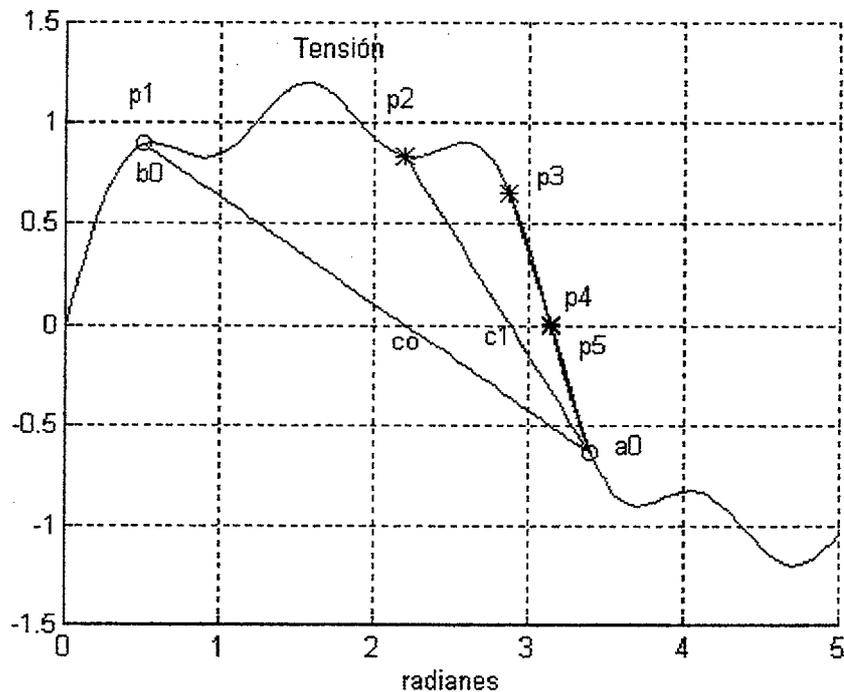


Fig: 5.12: Método iterativo "False Position" para el cálculo de los pasos por cero.

Como vemos en la figura anterior si fijamos un punto de inicio fijo $(a_0, f(a_0))$ en la función continua $V = f(V_h(t))$, y otro $(b_0, f(b_0))$ para el primer tanteo obtendremos una recta secante a la curva V cuyo punto de intersección con el eje x vendrá dada por :

$$C_0 = \frac{a_0 f(b_0) - b_0 f(a_0)}{f(b_0) - f(a_0)} \quad 5.84$$

este punto así calculado nos da un segundo punto perteneciente a la curva V que trazando una nueva recta nos dará un segundo punto C_1 dada por la expresión

$$C_1 = \frac{a_0 f(c_0) - c_0 f(a_0)}{f(c_0) - f(a_0)} \quad 5.85$$

y así de forma iterativa nos vamos aproximando al punto exacto en que las tensiones pasan por cero (con una tolerancia fijada de 0.00001).

En el ejemplo anterior de la figura 5.12 el número de iteraciones para alcanzar la convergencia fue de cinco, si este número sobrepasa el de 100 consideraremos que la distorsión es de tal magnitud que no permite la convergencia considerando en este caso la posibilidad de dos o más pasos por cero.

De esta forma es calculado iterativamente cada uno de los seis pasos por cero ZC1 hasta ZC6 en cada iteración del proceso IHA.

5.5.5 Ángulos de disparo

Una vez calculado los pasos por cero de las tensiones de línea se hace necesario el cálculo de los ángulos de disparos según las necesidades del flujo de las potencias reactivas inicialmente calculadas por el estudio de flujos de cargas que nos dio las tensiones iniciales en barras del compensador.

El ángulo de disparo podrá ser fijado según la gráfica de las figuras 3.11 a y b del capítulo 3. que a su vez son obtenidas en base a los datos del flujo de cargas o potencias iniciales. Estos ángulos una vez calculados son aplicados de forma constante para cada tensión de línea (ángulo constante). Otra alternativa sería considerar como referencia el disparo del primer tiristor y disparar los de las otras fases a 60° de retardo (ángulos equidistantes), esto es,

$$\alpha_i = ZC_{ref} + \theta + (i - i_{ref}) \cdot \frac{\pi}{3} \quad 5.86$$

- siendo α_i el ángulo total de disparo de la fase genérica i
 ZC_{ref} el paso por cero de la tensión tomada como referencia
 θ el ángulo de disparo para cada fase.
 $i - i_{ref}$ indica si la fase calculada es la tomada como referencia o es la i (2 o 3)

con lo que se evita la variación en los pasos por cero producidos por las posibles distorsiones armónicas en las tensiones.

5.6 RUIDO NUMÉRICO: ELECCIÓN DEL NÚMERO DE MUESTRAS

En el apartado 5.5.1 se describió el proceso a seguir para realizar el muestreo de las intensidades de inyección y por consiguiente su representación en el dominio del tiempo. El número de muestras M debe ser cuidadosamente elegido para garantizar una precisión aceptable. En este sentido, entre mayor sea el valor de M supuestamente se tendrá una mayor precisión.

A este respecto, hay que añadir que un valor no adecuado a pesar de ser grande de M puede producir ondas de intensidades que vistas por el algoritmo FFT podrían parecer como no simétricas con la correspondiente aparición de armónicos no característicos. Este efecto puede producirse cuando el ancho de los intervalos de muestreo no coinciden con los puntos exactos de comienzo o final de la señal de intensidad muestreada.

En la figura 5.10 se empleó un valor de $M = 25$ muestras en un periodo, es decir, 0.2513 radianes cada intervalo para un ángulo de retardo constante de 108° . En este caso la imprecisión es bien manifiesta, la polución armónica detectada en el primer cálculo fue disparatada y la convergencia no se produjo como era de esperar. Incluso en este mismo caso para un ángulo de disparo de 90° donde supuestamente no debe existir polución armónica alguna, se detectaron también la presencia de armónicos no característicos en el primer cálculo.

Utilizando ahora números de muestras que sean potencias de 2, esto es, 2^x donde $x = 1,2,3,4\dots$ nos da: 2, 4, ...64, 128, 256, 512, 1024, 2048...etc, podemos tener muestreo cada semiperiodo con un número exacto de intervalos coincidiendo siempre

una muestra con el principio y fin de la señal que se desea muestrear. Esta idea es representada en la figura 5.13.

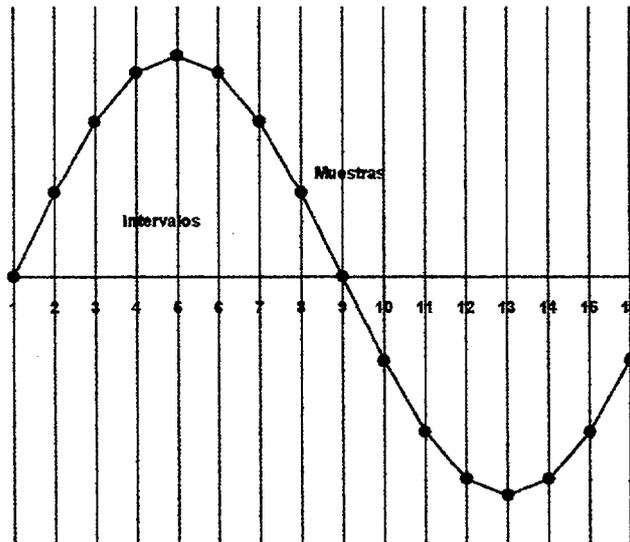


Fig. 5.13: Muestreo de una señal con números potencias de 2, en este caso $2^4 = 16$.

dado además que el intervalo entre dos pasos por cero de dos tensiones de líneas consecutivas son de 60° , difícilmente se podrá tener un número de intervalos espaciados de forma exacta como en la figura anterior. A pesar de ello, se puede obtener con este sistema de elección del número de muestras o intervalos bastante precisión si se toma un valor de M elevado, por ejemplo 512, 1024 o superior, aunque valores de muestras superiores a 1024 no supone prácticamente mejora alguna que sea apreciable en la precisión quedando pues bastante mermado el efecto de ruido numérico.

5.7 ESTRUCTURA DEL PROCESO ITERATIVO IHA

Seguidamente completamos todo el proceso iterativo descrito hasta aquí. La figura 5.14 representa esquemáticamente este proceso.

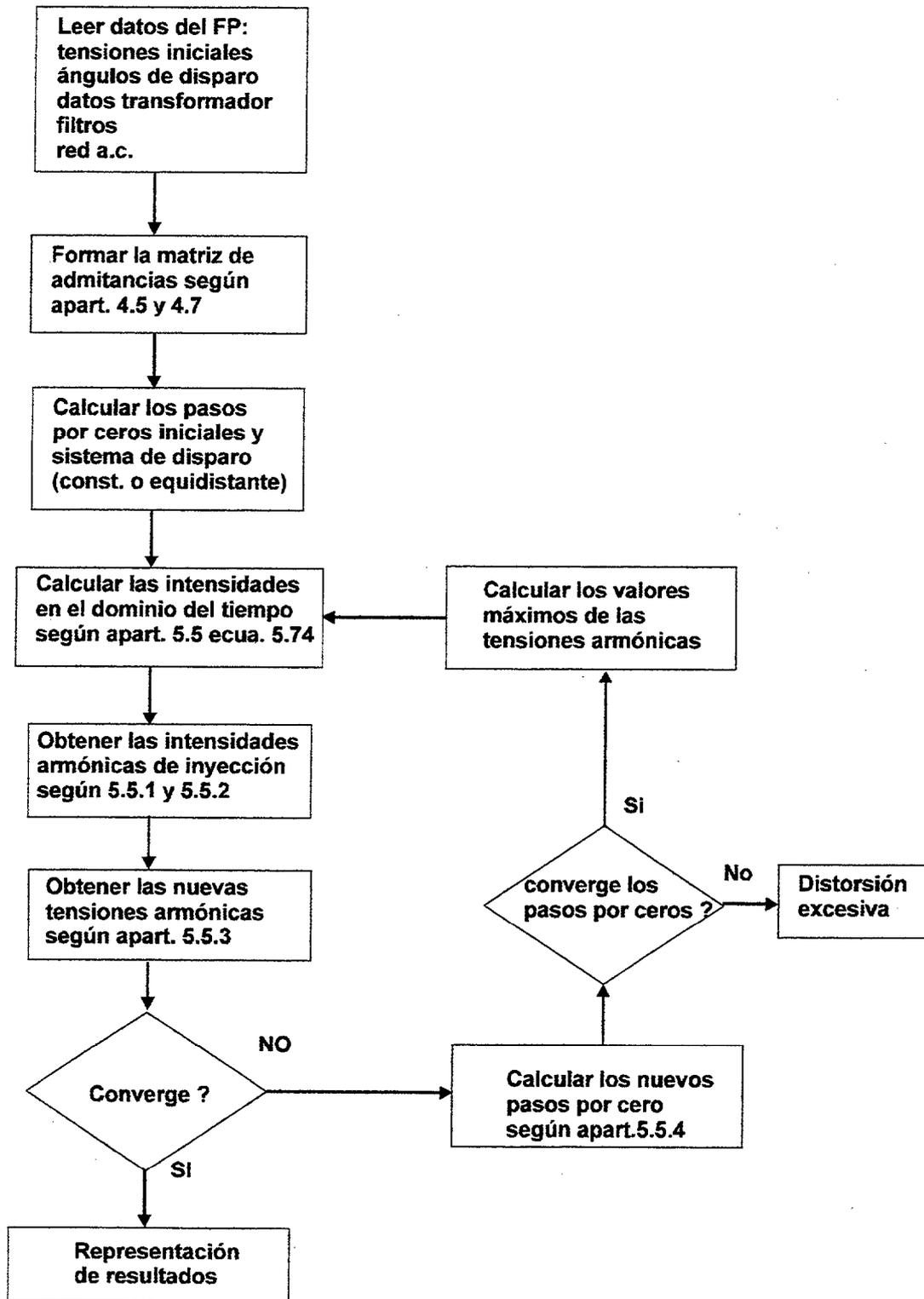


Fig. 5.14. Estructura del proceso iterativo

Se incluye pues el proceso iterativo de cálculo de los pasos por cero dentro del proceso general del IHA. Más adelante se incluye también otro proceso iterativo para el cálculo de las intensidades magnetizantes del transformador.

5.8 ESTUDIO DE LOS ARMÓNICOS PRODUCIDOS POR EL COMPENSADOR TCR

En apartados anteriores se realizó un análisis de los tipos de compensadores de alta potencia más frecuentes siendo el TCR uno de los más empleados y también el que más distorsión armónica producía. Pasamos ahora a analizar esta distorsión armónica utilizando para ello un sistema eléctrico a.c. donde ensayar el compensador. El sistema eléctrico que utilizaremos será un sistema simple o red eléctrica compuesta de una línea de transmisión, un generador y cargas al final de la misma que justifique la instalación de un compensador que en este caso será del tipo TCR-FC (compensador de bobina regulable con condensador fijo).

5.8.1 Descripción del Sistema Eléctrico

En el capítulo 4 vimos en el apartado 4.4 la estructura de un algoritmo trifásico de penetración armónica y en el apartado 4.6 analizamos la estructura del programa HARMAC que está basado en el algoritmo trifásico descrito. Emplearemos pues dicho algoritmo para simular un sistema o red eléctrica sencilla compuesta por un generador, línea de transmisión y cargas.

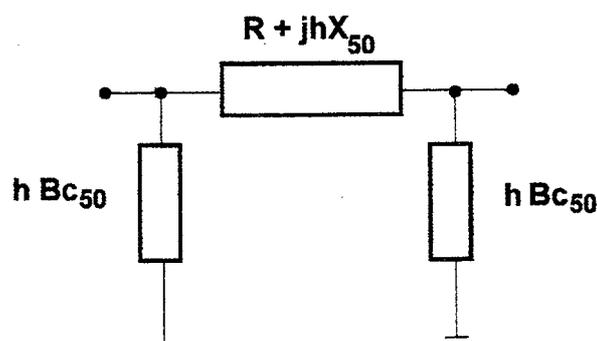


Fig.5.15: Modelo para líneas de transmisión

En cuanto a la línea de transmisión es modelada mediante un equivalente en π compuesto por reactancias inductivas y capacitancias distribuidas (parámetros distribuidos) por unidad de longitud que representa los efectos electromagnéticos y electrostáticos respectivamente, y también tiene resistencias y conductancias que representan las pérdidas de la línea. La características de la línea son indicadas en el *anexo C*.

Como hemos dicho, la línea trifásica la podemos representar por el circuito equivalente en π que en el caso de análisis nodal requiere el uso de las admitancias entre los extremos de la línea y entre cada extremo y tierra como muestra la figura 5.15 y que para líneas trifásicas se considera el acoplamiento entre líneas que formarán las matrices de admitancias [Arrillaga, J. and Arnold, C. P. 1990], [Laboratorio de Electrotecnia 1995].

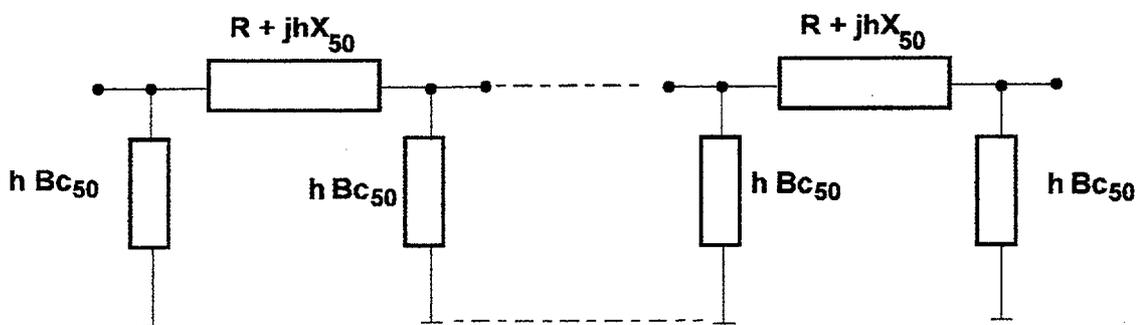


Fig. 5.16: Serie de circuitos equivalentes en π de una línea de transmisión larga

En nuestro caso vamos a simular una hipotética línea de 1000 Km de longitud para ver mejor la propagación de las ondas estacionarias de frecuencias bajas, se hace necesario pues conectar varios circuitos en π en serie como muestra la figura 5.16 que nos refleje con precisión las ondas estacionarias de tensión y corrientes. Evidentemente, a medida que aumenta la frecuencia de las ondas estacionarias, deberá aumentar el número

de secciones en π de la línea. Así para una onda de tensión a la frecuencia fundamental de 50 Hz cuya longitud de onda viene dada por la expresión siguiente:

$$\lambda = \frac{U_L}{f} \quad 5.87$$

donde λ es la longitud de onda en Km.

U_L es la velocidad de la luz (300.000 Km/seg).

f es la frecuencia de la señal que se inyecta.

nos da una longitud de onda de 6000 Km. y que para representar $\frac{1}{4}$ de longitud con cierta precisión nos hará falta como mínimo tres secciones en π y por consiguiente 12 secciones para la longitud de onda completa. De igual forma para frecuencias del orden de 1000 Hz en una línea de 1000 Km. nos hará falta unas 40 secciones de líneas y en una línea de 300 Km. son suficiente 12 secciones.

En cuanto al generador es de tipo síncrono y será modelado también como se indico en el *anexo B* siendo los datos los siguientes:

sec. cero		sec. positiva		sec. negativa		Tensión p.u.	
R0	X0	R1	X1	R2	X2	V	ang.
0.00	0.02	0.00	0.04	0.00	0.037	1.00	0.00

Las cargas también serán modeladas como se indicó en el capítulo 4 (*anexo B*) siendo su modelo el indicado en la figura 5.17 para un consumo de potencia activa no dependiente de la frecuencia.

Las potencias de consumo de estas cargas tanto en activas como en reactivas serán variadas según los casos a estudiar al igual que su conexión en estrella o triángulo. En el ejemplo supondremos primeramente unas cargas equilibradas de 25MW y 20 MVAR en cada línea.

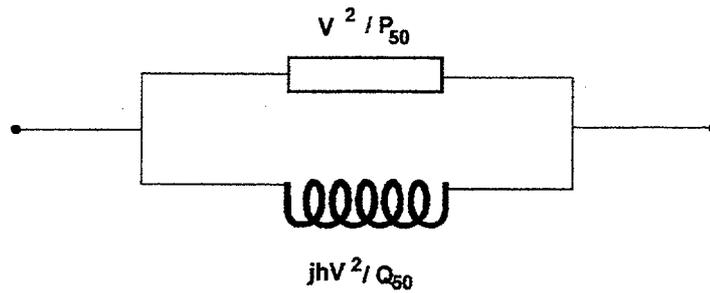


Fig.5.17: Modelo de cargas utilizada en el Sistema Eléctrico de la fig.5.20

En cuanto al compensador será como ya se indicó del tipo TCR-FC e instalado como indica la figura 5.18.

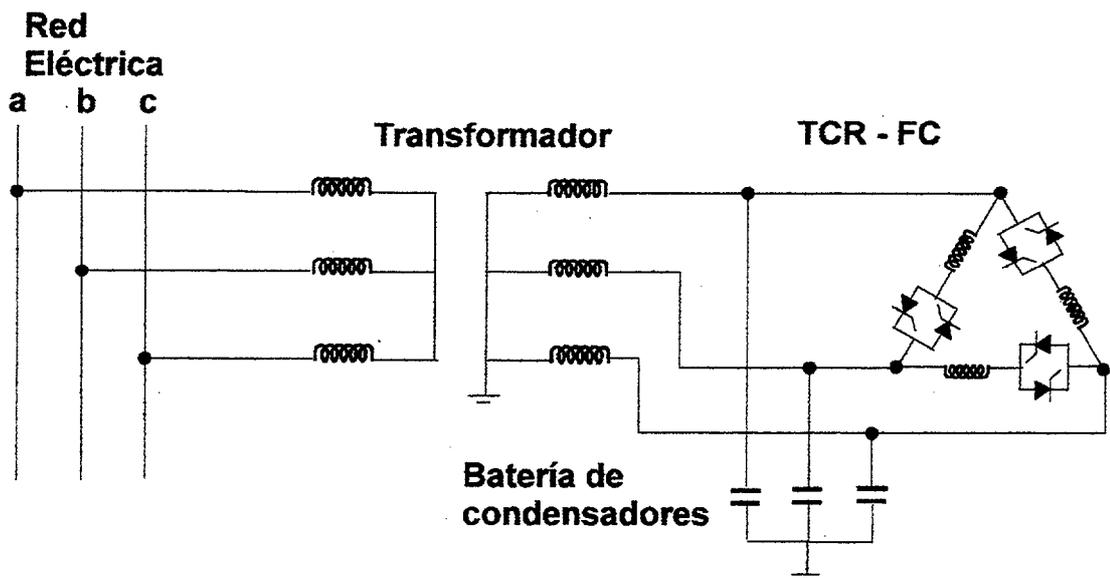


Fig.5.18: Instalación del compensador TCR-FC a la Red Eléctrica

El modelado de los condensadores será similar al obtenido en las cargas o elementos conectados en paralelo. La admitancias de los condensadores es dependiente de la frecuencia, la figura 5.19 representa la conexión de un banco de baterías de condensadores en paralelo

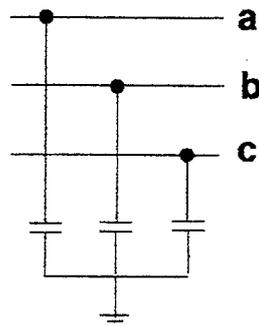


Fig. 5.19: Batería de condensadores en paralelo.

Despreciando los acoplamientos mutuos, la matriz de admitancias de dicho banco de condensadores será la expresada en la relación siguiente:

$$[Y_c] = \begin{bmatrix} 1/jX_c & & \\ & 1/jX_c & \\ & & 1/jX_c \end{bmatrix} \quad 5.88$$

En el ejemplo propuesto se instalará una batería de condensadores de unos 70 MVA suponiendo que las cargas consuman unos 60 MVA con lo que se justificaría a actuación del TCR. En este caso, y supuesto la batería de condensadores fija, ésta tendrá una potencia de $P_Q = U^2 \omega C$ de donde podemos calcular el valor de la capacidad necesaria a la frecuencia fundamental.

En cuanto al transformador será modelado según el *anexo B* cuya matriz de admitancias será la siguiente:

$$[Y_t] = \begin{bmatrix} Y_{pp} & Y_{ps} \\ Y_{sp} & Y_{ss} \end{bmatrix} \quad 5.89$$

donde cada termino de dicha matriz es a su vez una matriz de 3x3 (sistema trifásico).

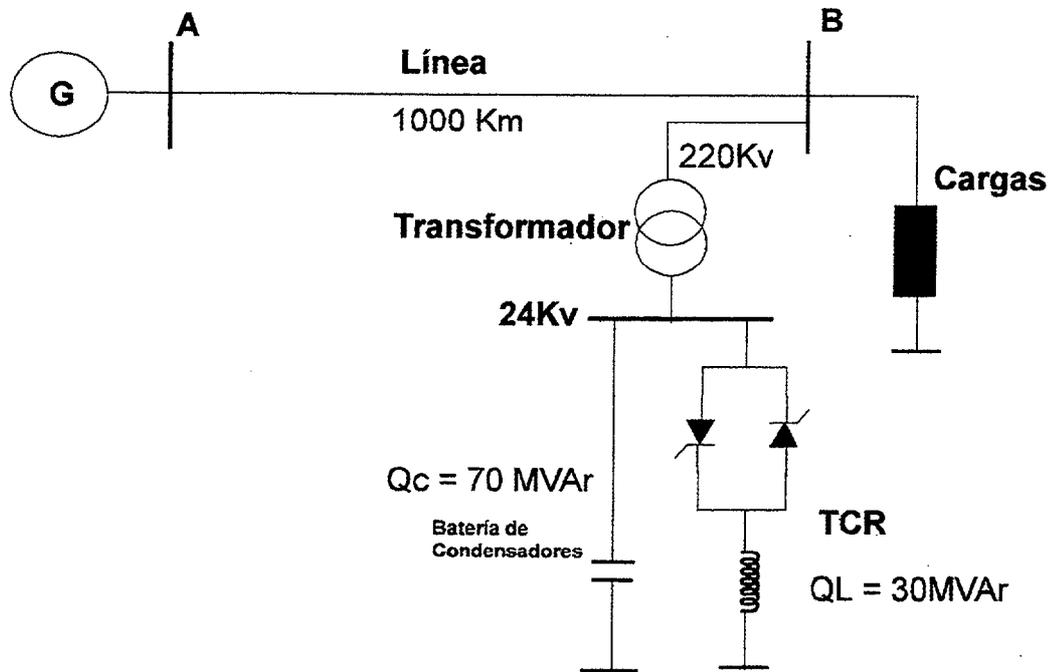


Fig.5.20: Sistema Eléctrico completo

5.8.2 Formación de la matriz de admitancias totales

Como hemos ya comentado, en el punto B del ejemplo de la figura 5.20 podemos obtener la matriz de admitancias del sistema eléctrico vista desde ese punto y que está compuesta por el generador, la línea de transmisión y las cargas. Dicha matriz la denominaremos $[Y_{red}]$ que es de dimensión 3×3 al ser el sistema trifásico y tener sólo un punto de inyección.

Seguidamente, a la matriz anterior habrá que añadirle la correspondiente al transformador y la batería de condensadores. Dicha matriz quedará de la forma indicada en la relación 5.90 que es ya la matriz total de admitancias siendo ahora de dimensión 6×6 detallada en 5.91.

$$[Y_{total}] = [Y_{red}] + [Y_t] + [Y_c] \quad 5.90$$

donde $[Y_t]$ y $[Y_c]$ son las obtenidas de la expresiones 5.89 y 5.88 respectivamente, así la matriz total será:

$$[Y_{total}] = \begin{bmatrix} Y_{red} + Y_{PP} & Y_{SP} \\ Y_{SP} & Y_{SS} + Y_C \end{bmatrix} \quad 5.91$$

Ya por último queda el TCR que será conectado al secundario del transformador y que es el indicado en la figura 5.18 con su batería de condensadores cuya matriz fue añadida al sistema como hemos comentado. La figura 5.20 muestra el sistema eléctrico completo del ejemplo de los casos que estudiaremos a continuación.

En la figura 5.20 vemos que el punto de inyección será el punto de conexión del compensador al final de la línea de transmisión (punto B). En dicho punto es donde vamos a ejecutar el proceso iterativo descrito en el diagrama de la figura 5.14. Para mayor claridad simplificaremos la figura del ejemplo 5.20 en el esquema de la figura siguiente:

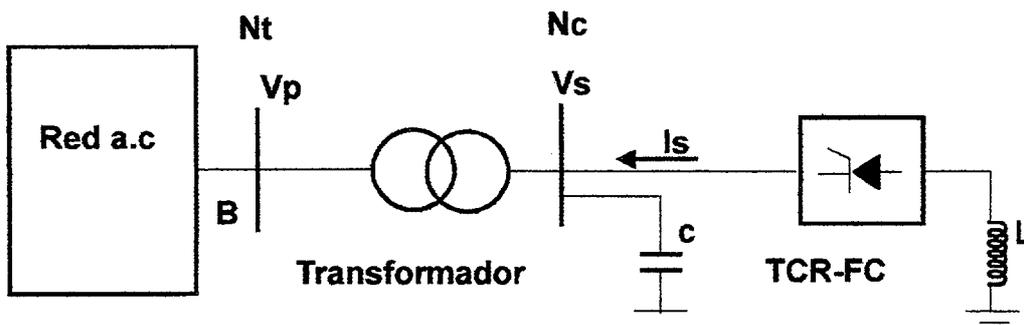


Fig:5.21: Sistema simplificado de la figura 5.20

En base a la figura anterior, el sistema a resolver será el indicado en la siguiente ecuación 5.92 donde V_P son las tensiones armónicas en barras del compensador (punto B, primario del transformador), V_S son las tensiones armónicas en el secundario del

transformador, I_s son las intensidades armónicas de inyección y h son los armónicos considerados.

$$\begin{bmatrix} 0 \\ I_s \end{bmatrix}_h = \begin{bmatrix} Y_{red} + Y_{pp} & Y_{ps} \\ Y_{sp} & Y_{ss} + Y_c \end{bmatrix}_h \begin{bmatrix} V_P \\ V_S \end{bmatrix}_h \quad 5.92$$

5.9 ANÁLISIS DE DISTINTAS SITUACIONES DE DESEQUILIBRIOS

Para el ejemplo del sistema eléctrico de la figura 5.20 la variación de su impedancia en función de la frecuencia en el punto B se muestra en la gráfica de la figura 5.22 (para el módulo de dicha impedancia) y la 5.23 muestra el lugar de las impedancias. En ambas figuras podemos apreciar los puntos de resonancia paralela y serie que tiene el sistema eléctrico sin considerar inicialmente la influencia del condensador de compensación [Weschta A. 1985].

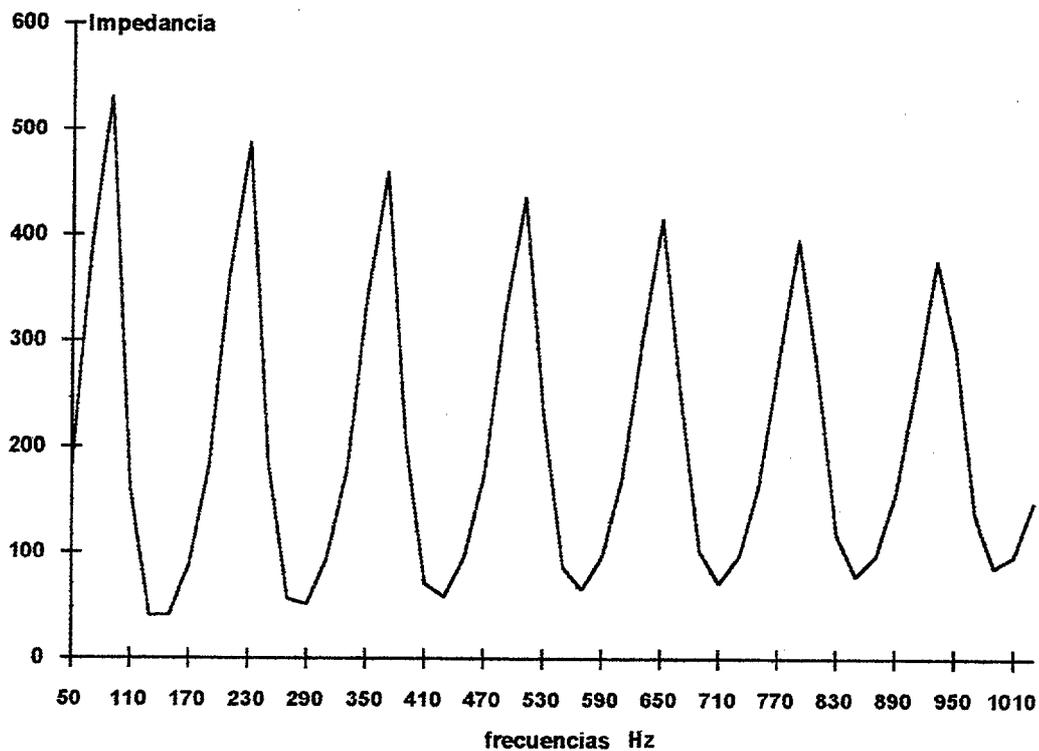


Fig.5.22: Variación de la impedancia de una fase del Sistema Eléctrico sin compensación.

La figura 5.24 muestra también la variación de la impedancia en el punto B del ejemplo considerando ahora el efecto capacitivo de la compensación de reactiva. Como vemos, el propio Sistema Eléctrico amortigua considerablemente los armónicos de tensión por efecto del condensador que actúa como compensador y como filtro en este caso.

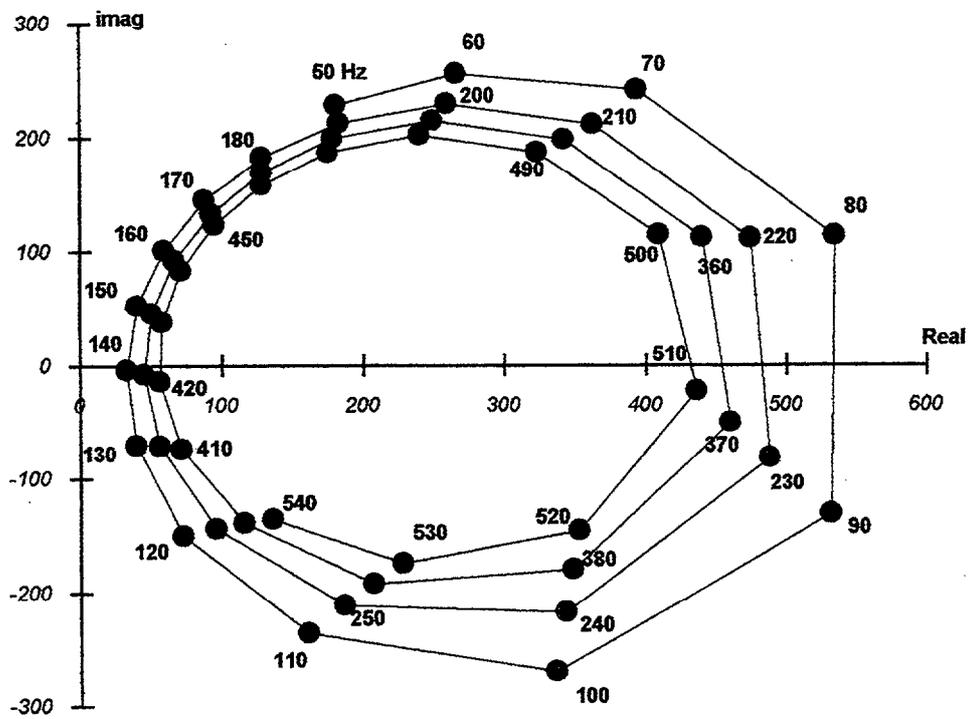


Fig.5.23: Lugar de las impedancias del Sistema Eléctrico sin compensación capacitiva. Incrementos de frecuencias de 10 en 10

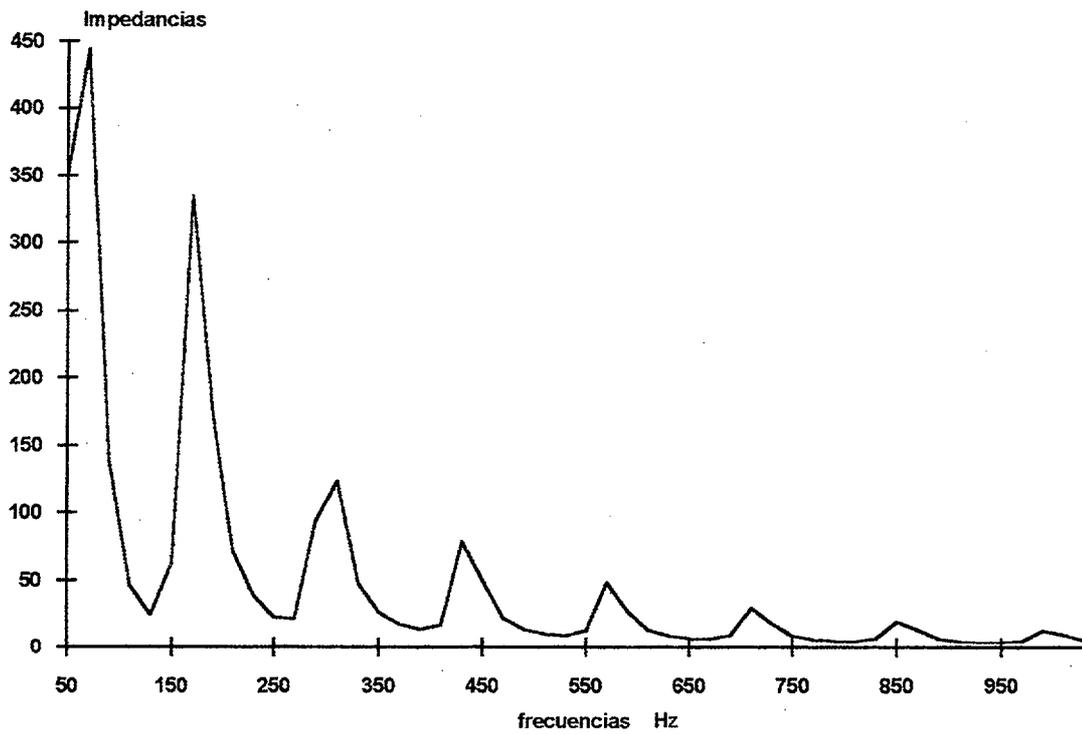


Fig. 5.24: Variación de la impedancia de una fase del Sistema Eléctrico con compensación capacitiva.

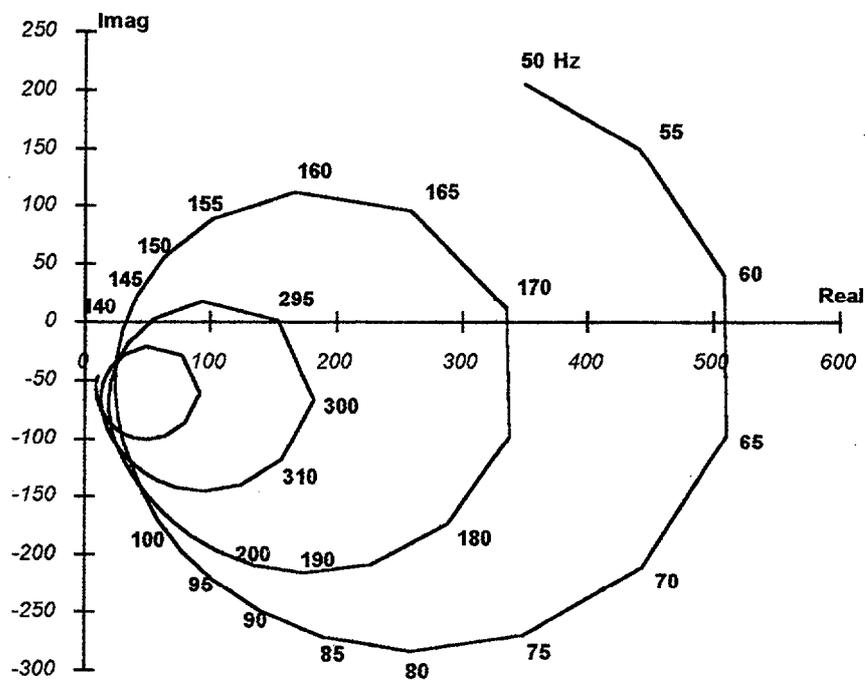


Fig. 5.25: Lugar de las impedancias del Sistema Eléctrico considerando compensación capacitiva. Incrementos de frecuencias de 5 en 5 Hz.

Ahora pasaremos a considerar como ejemplo distintos casos para analizar la producción armónica generada por el compensador TCR. Consideraremos inicialmente unas tensiones 1 por unidad en barras del compensador en principio sin armónicos. Analizaremos tanto la producción armónica de intensidad como la de tensión así como la propagación de la onda estacionaria de los armónicos de tensión.

5.9.1 Caso 1: Cargas y disparos equilibrados

Utilizando la línea de transmisión desequilibrada del ejemplo de la figura 5.20 con cargas equilibradas de $3 \times 25\text{MW} - 20\text{MVA}r$ y 120 grados de disparo en el TCR sin condensador inicialmente se obtienen los niveles de armónicos de intensidad mostrados en la figura 5.26. [Arrillaga J., González J., Cidrás J. 1995].

Vemos en este caso que la producción armónica de intensidad es la esperada de $6K \pm 1$ para $K = 1, 2, 3, \dots$, los armónicos triples son cancelados en las líneas debido a la configuración en triángulo del compensador, no así en las fases correspondientes de cada rama del TCR. La siguiente figura 5.27 muestra los armónicos de tensión para este mismo caso sin compensación capacitiva.

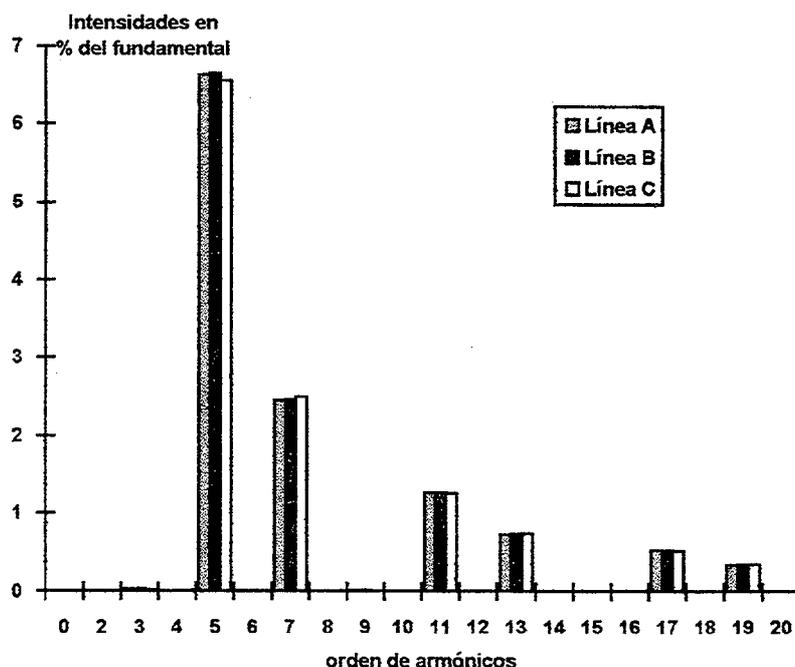


Fig. 5.26: Armónicos de intensidad sin compensación capacitiva en el caso 1

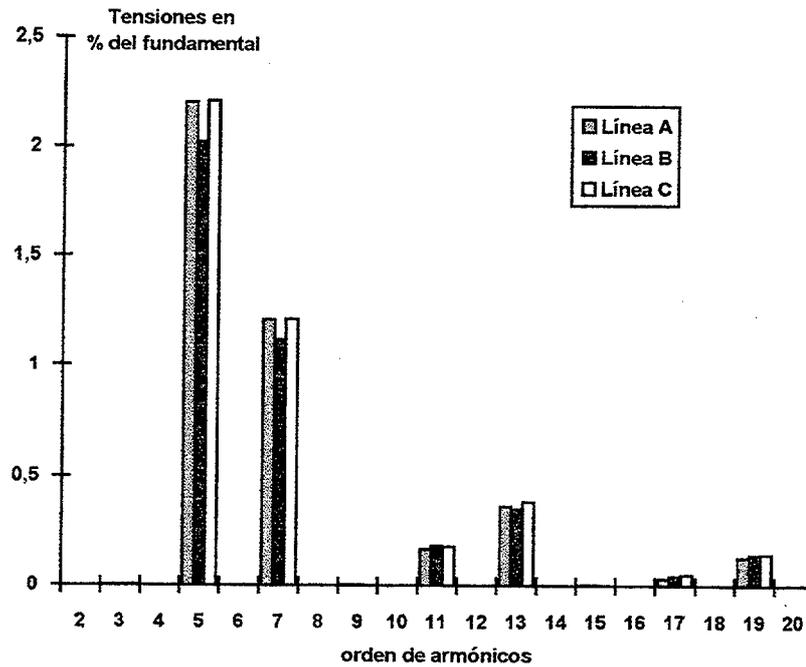


Fig.5.27: Armónicos de tensión en el primario del transformador sin compensación capacitiva en el caso I

Considerando ahora el efecto del compensador con la batería de condensadores obtenemos una considerable reducción en la amplitud de los armónicos de tensión como muestra la figura 5.28 en comparación con la anterior figura 5.27.

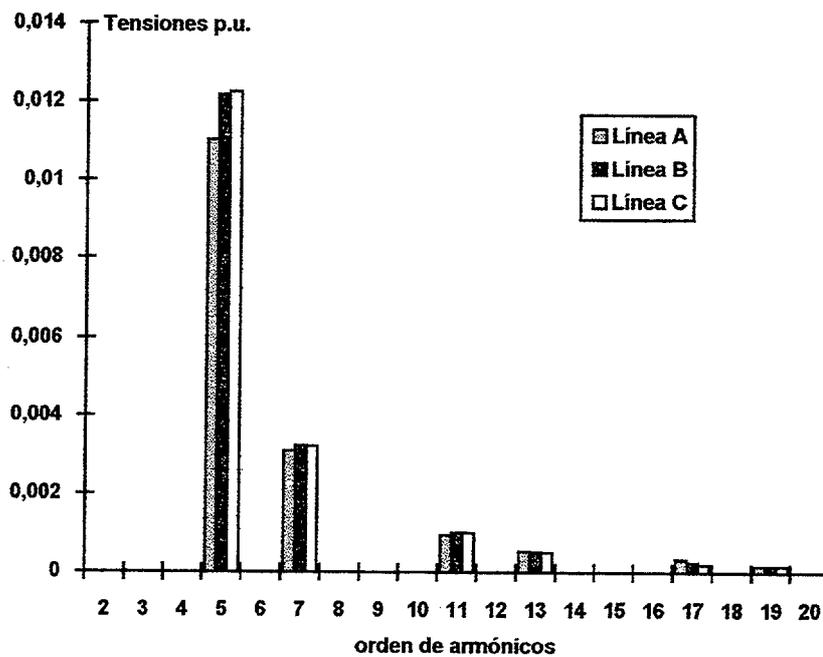


Fig.5.28: Armónicos de tensión en el primario del transformador con compensación capacitiva en el caso I

Los armónicos de intensidad producidos por la interacción del compensador penetran en el sistema eléctrico tal y como se muestra en la figura 5.21. La figura 5.29 muestra la propagación a lo largo de la línea de transmisión de la onda estacionaria de los armónicos de tensión de la figura 5.28 producida por la inyección de los armónicos de intensidad procedentes del TCR en el sistema eléctrico considerando la batería de condensadores.

La relación 5.87 se cumple perfectamente si la línea esta en vacío, pero en este caso que estamos analizando con la línea en carga y con compensación (condensadores y TCR) en el punto de inyección y un generador en el otro extremo, los perfiles de tensiones aparentemente no cumplen con dicha relación. Esto es debido fundamentalmente al desplazamiento de los puntos de resonancias causados por la carga y la compensación situada en el extremo de la línea. En concreto para la 5ª armónica los puntos de resonancia aparecen desplazados de $23 \times 20 = 460$ Km. a $10 \times 20 = 200$ y $31 \times 20 = 620$ Kms. respectivamente.

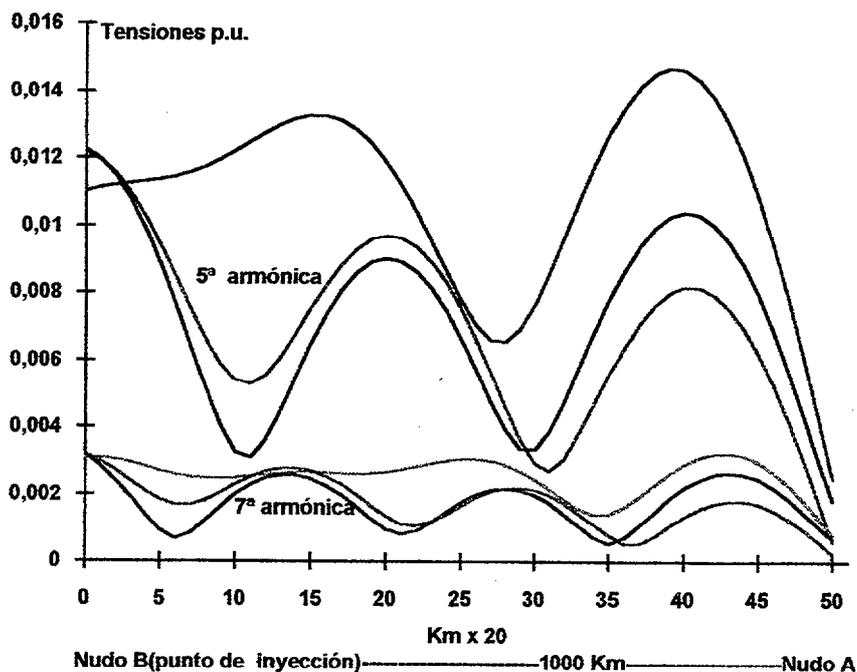


Fig.5.29: Propagación de la onda de las tres tensiones través de la línea de transmisión con compensación capacitiva del ejemplo 4.15. Caso I

Análogamente para la 7ª armónica en una línea sin compensación capacitiva en el punto de inyección y un generador en el otro tiene los puntos de resonancia en 100 y 620 Km. son ahora trasladados a 6×20 , 21×20 y 35×20 correspondientes a 40, 420 y 700 Kms. respectivamente. El punto A corresponde a los niveles de tensión más bajos puesto que es vista desde el punto de inyección como un cortocircuito (solo la impedancia del generador) y donde los niveles de intensidades son mayores.

5.9.2 **Caso 2: Cargas equilibradas y disparos con desvíos en distintas ramas del compensador**

En determinadas ocasiones un mal funcionamiento del sistema de control del compensador puede producir disparos desequilibrados y como consecuencia distorsión armónica. Estudiaremos pues este caso considerando la batería de condensadores.

Simularemos este caso empleando ángulos de disparo a $120^\circ \pm 4\%$ en cada rama, o sea, 120, 124,8 y 115,2 para cada fase respectivamente.

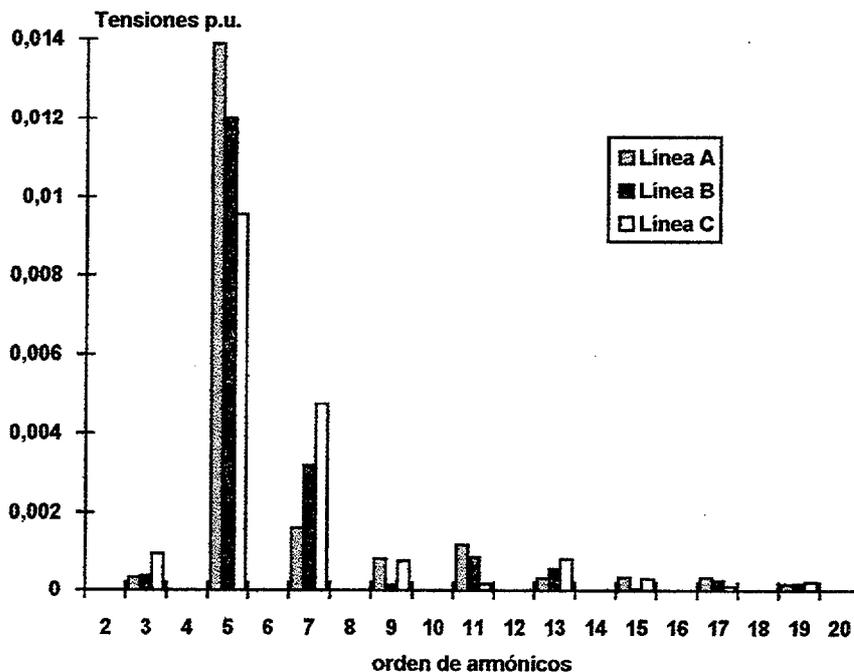


Fig.5.30: Armónicos de tensión en el caso 2

La distorsión armónica de tensión producida por la penetración armónica de intensidad en el sistema eléctrico en barras del compensador (primario del transformador) es mostrada en la figura 5.30 y la propagación de la onda de tensión a lo largo de la línea de transmisión para las armónicas 3, 5, 7 y 11 es mostrada en la figura 5.31.

Vemos aquí la presencia de armónicos no característicos tales como la tercera armónica y sus múltiplos así como desequilibrio entre las intensidades de línea. En la propagación de la onda estacionaria de tensión se produce un efecto parecido al caso anterior para la 5ª armónica, sin embargo, para la 11ª, 7ª y 3ª armónicas los puntos de resonancia se producen a un cuarto de longitud de onda coincidiendo con los que se obtendrían sin compensación capacitiva y en vacío con un generador en el extremo opuesto al punto de inyección.

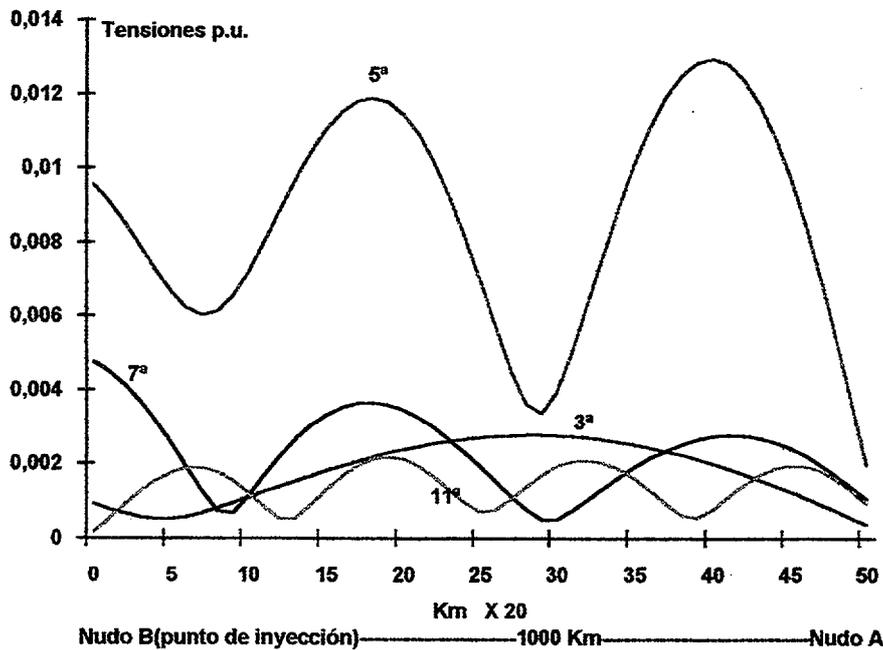


Fig.5.31: Propagación de la onda de tensión a través de la línea de transmisión del ejemplo Caso 2 (Línea C)

5.9.3 **Caso 3: Cargas equilibradas, disparos con desvíos en una misma rama del compensador**

En este caso también plantearemos un mal funcionamiento del control de los disparos del TCR. Consideramos también el efecto capacitivo del compensador y las cargas serán equilibradas de $3 \times 25\text{MW} - 20\text{MVar}$.

El disparo será igual que en los casos anteriores de 120° en las tres ramas pero en una de ellas se produce una ligerísima desviación de 2° entre los dos tiristores de una misma rama, o sea, un tiristor a 120° y el otro a 122° .

Un fuerte efecto es producido aquí con tan pequeña desviación en el ángulo de disparo de los tiristores de una misma rama produciéndose como se observa en la figura 5.32, la presencia de armónicos pares. Este efecto es similar al producido por ligeras caídas de tensiones diferentes entre los extremos de los tiritores en una misma rama, sobre todo cuando se emplean cadenas de tiristores y se produce un cruce en uno de ellos [Peterson A. y otros 1994].

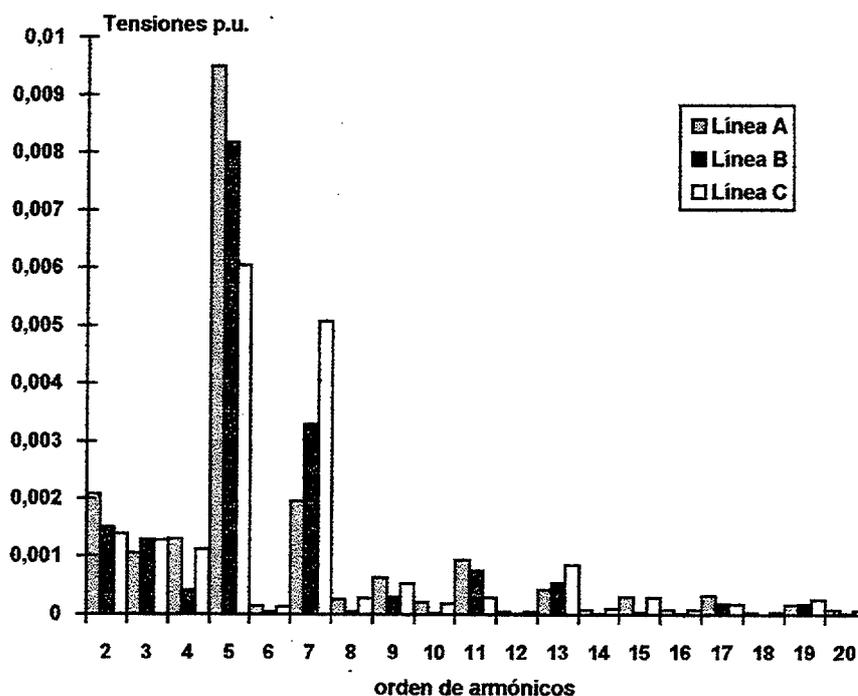


Fig.5.32: Armónicos de tensión en el caso 3

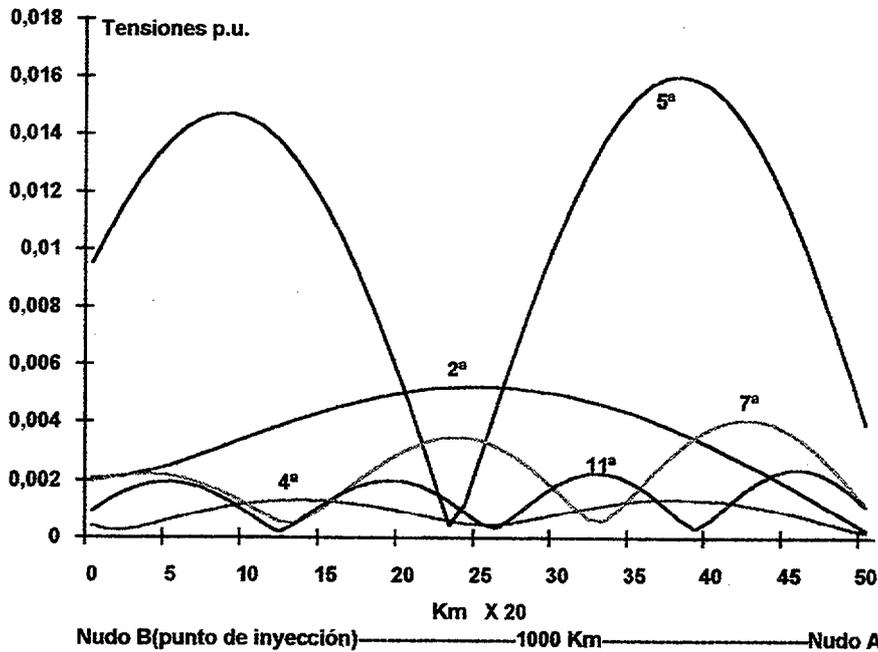


Fig:5.33: Propagación de la onda de tensión a través de una línea de transmisión. Caso 3

La figura 5.33 muestra la propagación de la onda estacionaria de tensión a lo largo de la línea de transmisión donde se aprecia también la propagación de los armónicos pares. La quinta armónica ahora presenta picos de tensión sobre los 200 y 800 Km. mostrando una propagación parecida a la que indicaría la relación 5.87 en una línea en vacío y sin cargas. Análogamente sucede con el resto de los armónicos analizados.

5.9.4 **Caso 4: Cargas desequilibradas y disparos equilibrados.**

La carga de la línea es muy desequilibrada. Concretamente la siguiente:

Línea A: 25MW, 40 MVAr

Línea B: 45 MW, 20MVAr

Línea C: 5 MW, 0 MVAr

Este caso mostrado en la figura 5.34 plantea nuevamente el efecto de la producción de las terceras armónicas en las corrientes de inyección en la red. Análogamente al el caso 3 aparece aquí asimetría entre las corrientes de líneas.

Vemos en este caso la influencia que ejercen las cargas desequilibradas (o tensiones desequilibradas) en la producción de armónicos no característicos producidos en el TCR.

Efectos similares se obtienen al plantear la presencia de armónicos de tensión iniciales en barras del compensador. Este caso produce también distorsión inicial de intensidad en la primera iteración apareciendo armónicos no característicos de intensidad si éstos están presentes en las tensiones de barras.

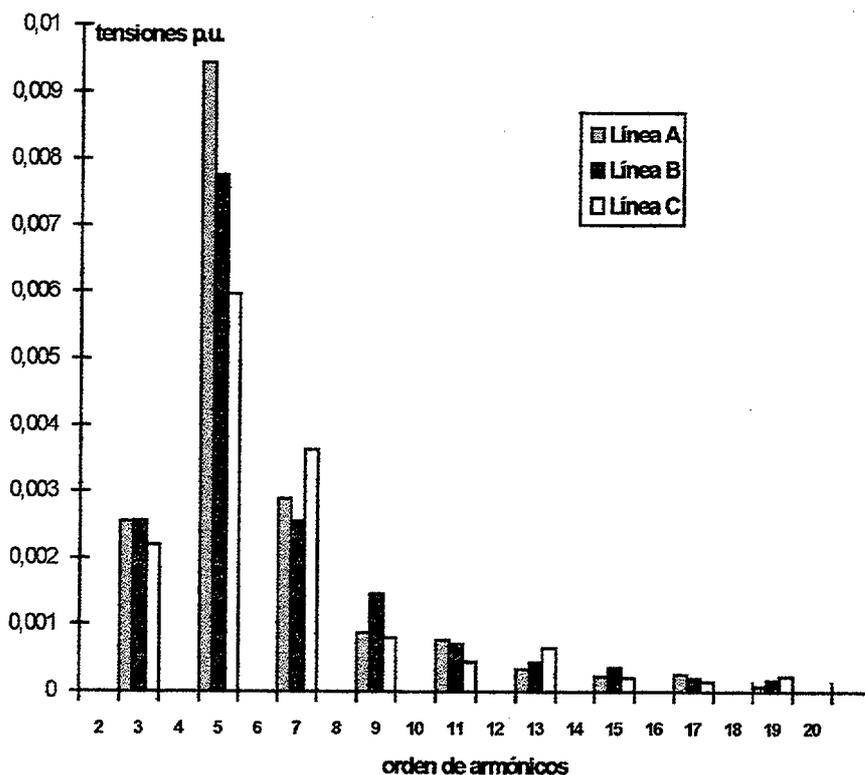


Fig:5.34: Armónicos de tensión en el caso 4

5.9.5 Resumen de los casos analizados

En la tabla 5.1 se expone un resumen de los casos analizados.

Casos	Línea	Carga	Disparos	Armónicos
Caso 1 TCR	Desequilibrada	Equilibrada	Equilibrados	Característicos $6K\pm 1$ Tensiones equilibradas
Caso 1 TCR-FC	Desequilibrada	Equilibrada	Equilibrados	Característicos $6K\pm 1$ amortiguados y poco desequilibrado
Caso 2 TCR-FC	Desequilibrada	Equilibrada	Desequilibrados en distintas ramas.	No característicos de orden impar $2K\pm 1$ Desequilibrios entre Tensiones de línea
Caso 3 TCR-FC	Desequilibrada	Equilibrada	Desequilibrios en una misma rama.	No característicos de orden par e impar
Caso 4 TCR- FC	Desequilibrada	Desequilibrada	Equilibrados	No característicos de orden impar $2K\pm 1$ Desequilibrios entre Tensiones de línea

Tabla 5.1

5.10 ANÁLISIS DE LA PENETRACIÓN DE LAS CORRIENTES ARMÓNICAS DE INYECCIÓN EN UN SISTEMA ELÉCTRICO.

Las figuras 5.29, 5.31 y 5.33 muestran como hemos dicho la propagación de la onda estacionaria de tensión a lo largo de una línea de transmisión

Las líneas de transmisión son una fuente de desequilibrios en los Sistemas eléctricos de potencia y son fuertemente dependientes de la frecuencia. Por ello la propagación de las corrientes armónicas a través de las líneas de transmisión ha de ser modelada según la técnica explicada en el *Anexo B*. En este caso estudiaremos las ondas estacionarias cuya longitud de onda viene relacionada por la expresión 5.87.

Así por ejemplo la longitud de onda de la frecuencia fundamental de 50 Hz será de 6000 Km. y una longitud de onda de 1/12 de la longitud de onda de la fundamental que se propague por una línea de transmisión produciría interferencias en los sistemas de comunicación.

5.10.1 Análisis del efecto de la longitud de la línea de transmisión

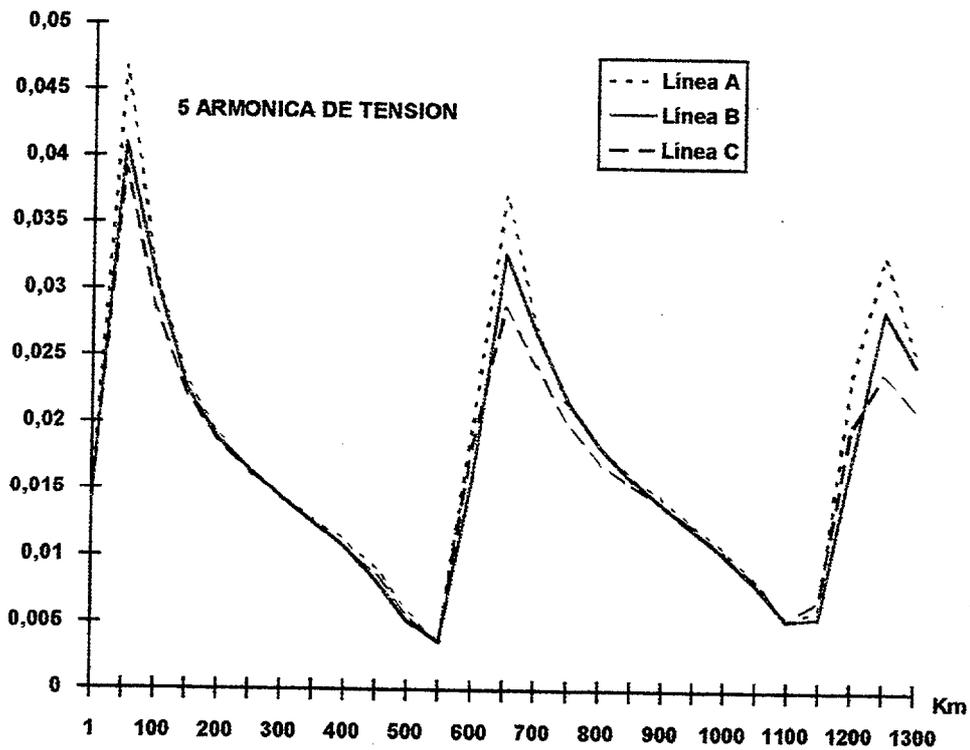
Vemos pues la importancia que tiene no sólo la longitud de onda y por tanto la frecuencia de la onda estacionaria sino también la longitud de la línea de transmisión cuando existen armónicos en ella. Ahora vamos a analizar este último caso, o sea, la influencia que ejerce la longitud de la línea en los armónicos de tensión.

5.10.1.1 Con compensación capacitiva.

Supongamos el sistema eléctrico del ejemplo de la figura 5.20, la línea de transmisión en cuestión es ahora de longitud variable, es decir, la simulación se realiza primeramente con una línea de 50 Km de longitud en carga y compensación de reactiva compuesta por baterías de condensadores y un TCR en el punto de conexión de las cargas. Seguidamente se toma nota de las tensiones armónicas producidas en ese punto y se pasa a una nueva simulación pero con una línea de 100 Km anotando nuevamente las tensiones armónicas producidas, y así hasta llegar a los 1300 Km. de longitud total.

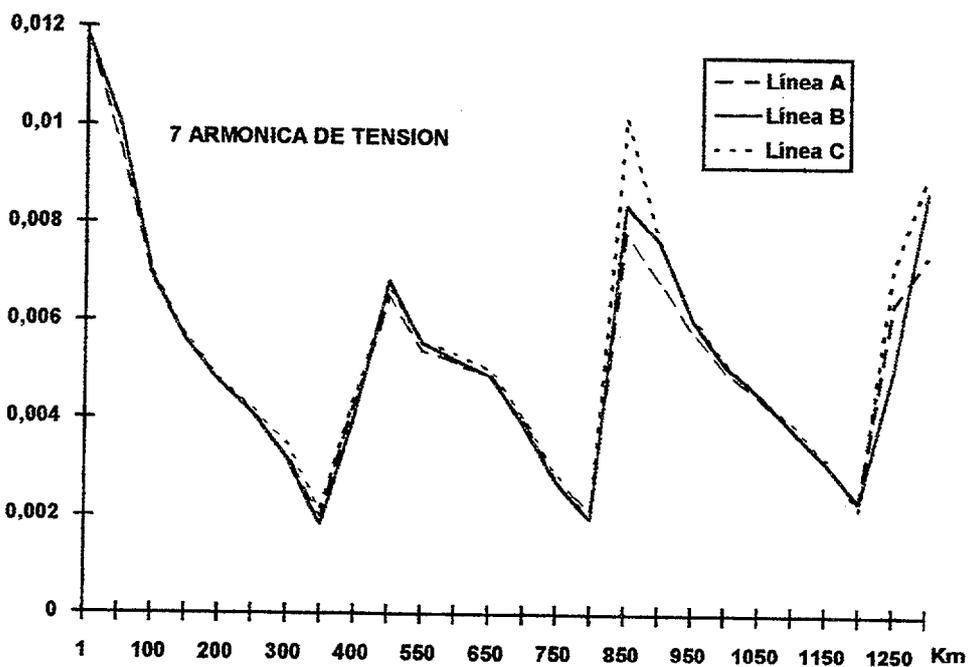
Los resultados de esta múltiple simulación fueron progresivamente archivados y sus valores solo para la 5ª armónica en las tres fases son gráficamente mostrados en la figura 5.35. El TCR es disparado con ángulos equilibrados de 108 grados.

Como puede verse en dicha figura aparecen picos de resonancias en longitudes de línea sobre los 75 Km. debido al efecto de la compensación capacitiva que existe en el extremo de la línea. Recuerde que la longitud de onda de una 5ª armónica de tensión es 1200 Km. lo que representaría un aumento en la tensión a esa frecuencia sobre un cuarto de longitud de onda, la cual estaría sobre los 300 Km. aproximadamente.



nudo B (Punto de inyección) <----- longitud variable ----->nudo A

Fig.5.35.- 5ª armónica de tensión. Línea asimétrica, sin transposiciones, con carga equilibrada, con compensación capacitiva. Disparo de tiristores a 108° equilibrados.



nudo B (Punto de inyección) <----- longitud variable ----->nudo A

Fig. 5.36: 7ª armónica de tensión a lo largo de una línea de longitud variable.

La figura 5.36 es obtenida de igual forma pero representando la 7^o armónica de tensión. Vemos que en el punto de inyección de una 7^a armónica se produce ya una resonancia debida a la compensación de la reactiva por condensadores y el TCR cuando lo normal sería a un cuarto de la longitud de onda de 350 Hz, o sea a 214 Km aproximadamente.

5.10.1.2 Sin compensación capacitiva.

Este análisis es de procedimiento análogo que el anterior pero eliminando la compensación con condensadores y sólo conectamos el TCR para mantener las tensiones constantes a lo largo de la línea de transmisión en el caso de que ésta se quede con una carga inferior a la carga característica de la línea en cuyo caso la tensión en el extremo de la línea tendería a subir.

La figura 5.37 y 5.38 muestra en las tres fases la 5^a y 7^a armónica de tensión respectivamente para este último caso. Nótese aquí como se mantiene un incremento de tensión justo a un cuarto de longitud de onda a no existir condensadores de compensación.

5.10.1.3 Efectos de las transposiciones en las líneas de transmisión.

En [Arrillaga J., Acha E., y otros 1986] se muestra el efecto que produce las transposiciones de los armónicos de tensión considerando que las intensidades de inyección fueron de 1 p.u., pero en todos los casos comentados aquí no se apreciaron efectos considerables en los desequilibrios de dichas tensiones armónicas por lo que no serán comentados.

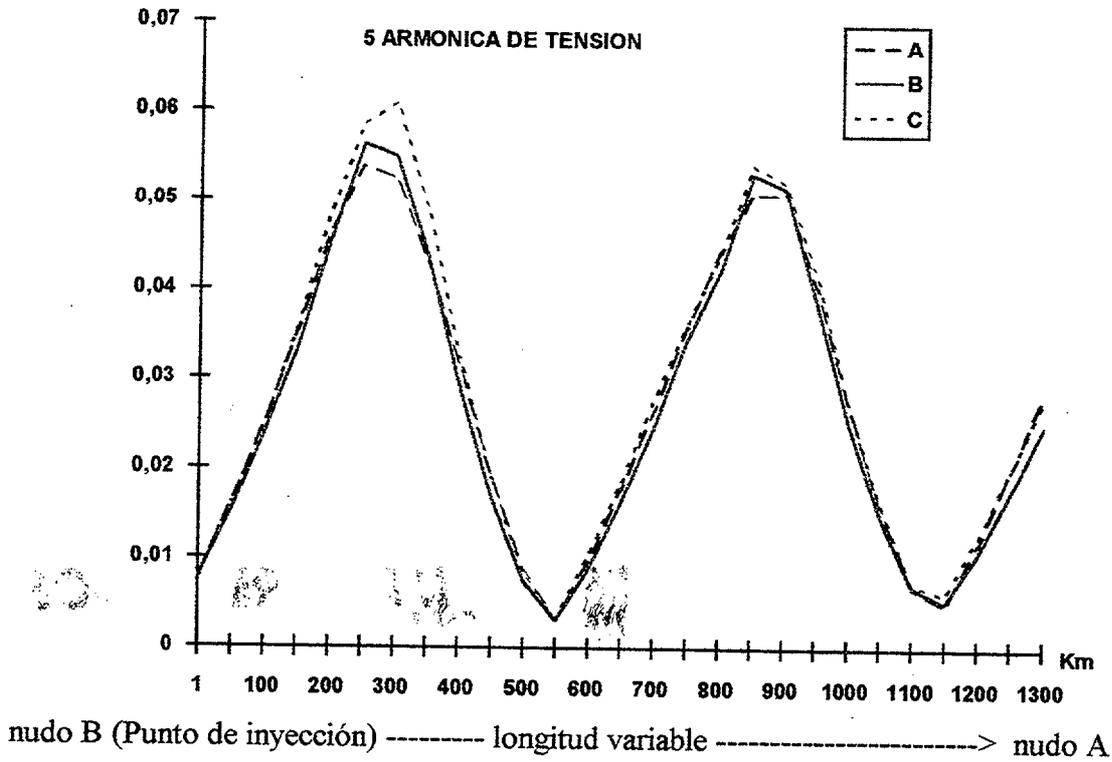


Fig.5.37: 5ª armónico. disparo a 108°. Línea asimétrica sin transposición con carga equilibrada y sin compensación capacitiva

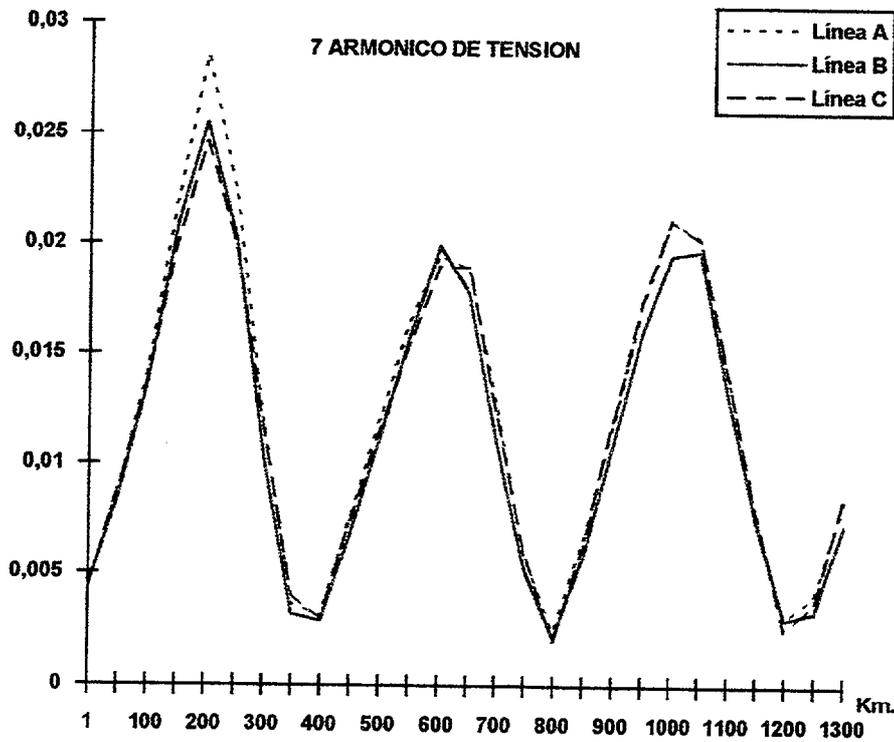


Fig.5.38: Análogo que el anterior para el 7 armónico. Disparo a 108° equilibrado

CAPÍTULO 6

ELIMINACIÓN DE ARMÓNICOS

6.1 **ELIMINACIÓN DE ARMÓNICOS. INTRODUCCIÓN**

Ya vimos en el tercer y quinto capítulo que el TCR produce armónicos característicos de orden impar en intensidad y cuya magnitud depende del ángulo de disparo. Vimos también cómo la presencia de armónicos aumenta más todavía cuando el funcionamiento del control de los disparos no actúa con precisión produciendo disparos desequilibrados en la misma o distintas ramas del compensador generando en el primer caso pérdida de la simetría de la media onda y como consecuencia, la aparición de armónicos de orden par.

La inyección de estos armónicos en la Red es uno de los inconvenientes más importantes de los compensadores TCR. Estos originan serios problemas entre los que destacan los siguientes:

- Interferencias en la redes de comunicación (telefonía, radio, televisión, etc..).
- Perturbaciones en equipos conectados a la red, especialmente en circuitos de control, mando e instrumentación electrónicos que presentan sensibilidad muy acusada a las perturbaciones armónicas.
- Calentamiento en máquinas eléctricas (pérdidas en el hierro y cobre) debido a la presencia de corrientes y flujos de frecuencias deferentes a la fundamental.
- Aumento de pérdidas en los condensadores del circuito de compensación.
- Parpadeos en los sistemas de iluminación.

En este capítulo vamos a estudiar métodos de eliminación de armónicos como son configuraciones multicompensadoras o multipulsos y filtrado.

6.2 COMPENSADOR TCR EN CONFIGURACIÓN MULTIPULSO.

Una forma de disminuir el contenido armónico en intensidad consiste en realizar instalaciones multipulso o también llamadas multicompensadoras. Hasta ahora hemos analizado el compensador trifásico de seis pulsos. Una instalación multipulso trabajará en operaciones superiores a seis pulsos. El aumento del número de pulsos se logra mediante la conexión de compensadores de seis pulsos convenientemente desfasados entre sí. La figura 6.1 representa una instalación multipulso mediante el empleo de transformadores desfasadores.

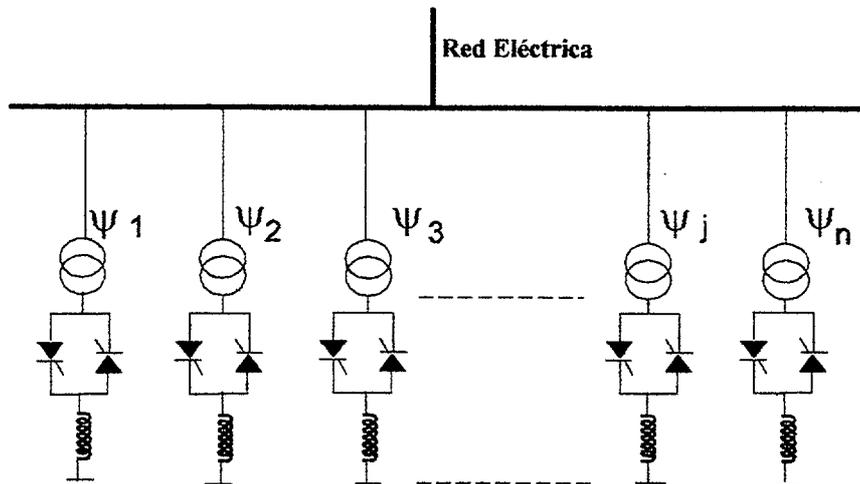


Fig. 6.1: Instalación de compensadores TCR multipulso

Los ángulos $\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_n$ representan los desfases a la frecuencia fundamental de los transformadores para lograr la instalación multipulso. De forma generalizada se puede lograr el desfase deseado utilizando transformadores con conexión en zig-zag de forma tal que el ángulo ψ se puede elegir libremente seleccionando adecuadamente el número de espiras [Yacamini, R., de Oliveira, J.C. 1980].

El transformador de la figura 6.2 representa la configuración típica de secundario en Zig-Zag cuya relación de transformación es unitaria en principio. Así el número de

espiras del primario puede ser uno (apenas una espira) mientras que el secundario se compone de dos bobinados N_2 y N_3 número de espiras respectivamente.

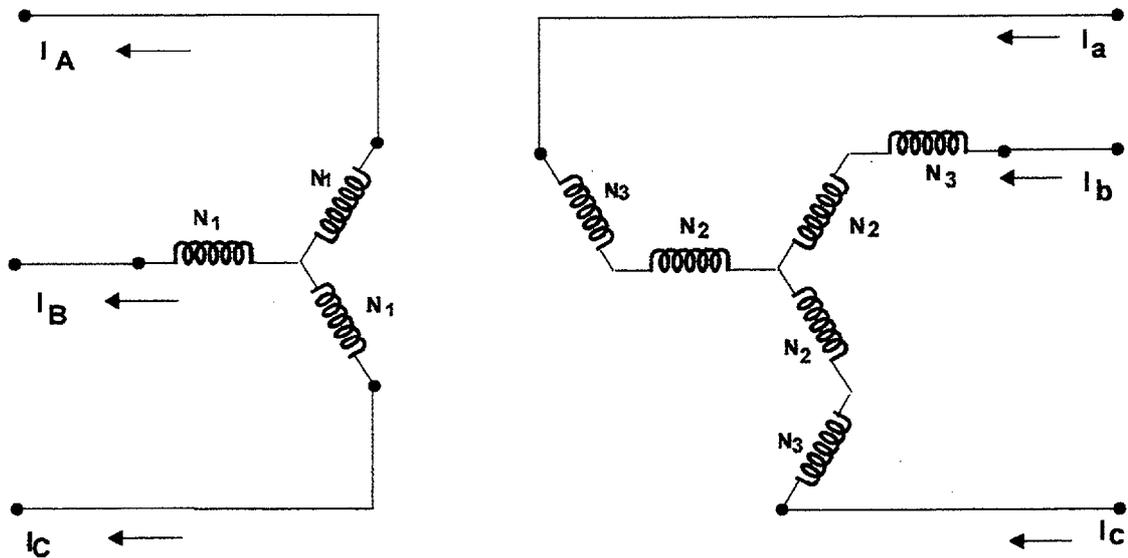


Fig. 6.2: Transformador en configuración Zig-Zag

Esta configuración representa una forma flexible de obtener los desfases deseados facilitando de esta manera la configuración de sistemas multipulsos. Así el ángulo ψ puede ser obtenido dimensionando adecuadamente el número de espiras de los devanados N_2 y N_3 como lo demuestra el diagrama de la figura 6.3a de donde se puede deducir las expresiones necesarias para el cálculo de dichos devanados.

Considerando que $N_1 = 1$, e I_A y I_a poseen el mismo módulo, el triángulo mostrado en el figura 6.3b no estará afectado por las respectivas corrientes y podremos deducir las siguientes expresiones

$$\begin{aligned} \overline{OX} &= 1, & \overline{OY} &= N_2 & \overline{XY} &= N_3 & 6.1 \\ N_2 &= \cos(\psi) - \frac{\text{sen}(\psi)}{\sqrt{3}} & N_3 &= \frac{2}{\sqrt{3}} \text{sen}(\psi) \end{aligned}$$

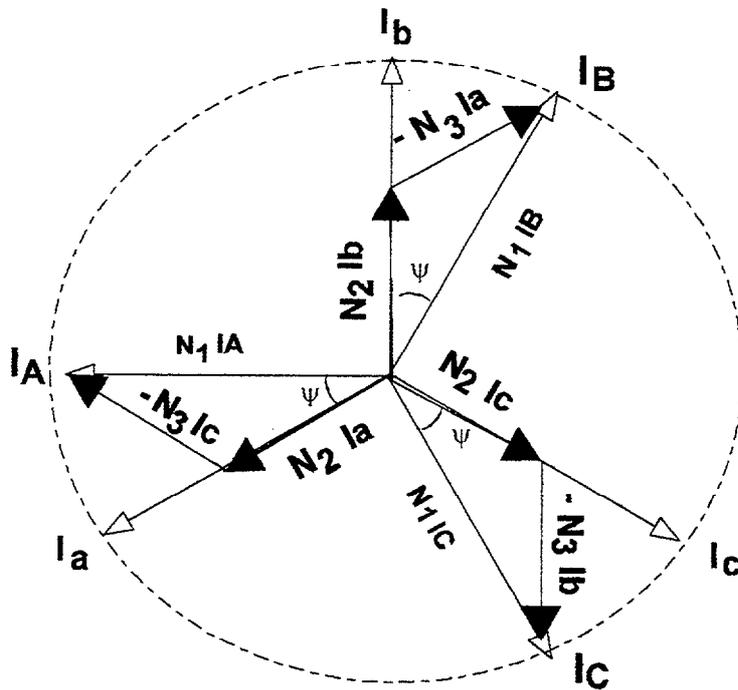


Fig. 6.3a: Desfase entre primario y secundario del transformador zig -zag

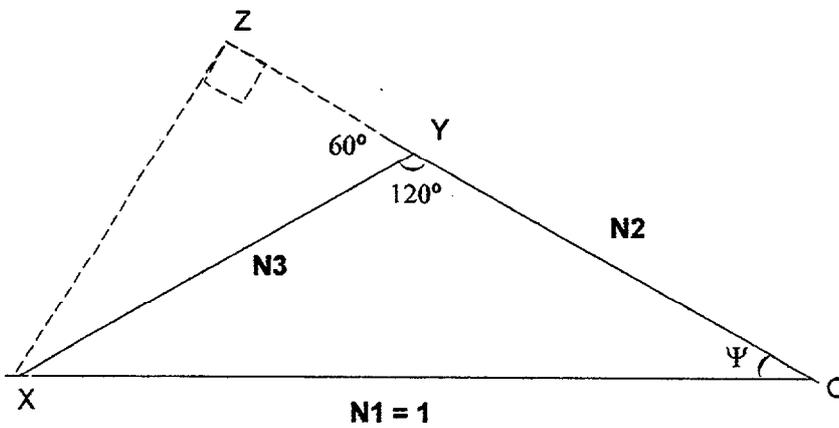


Fig6.3b: Cálculo de los devanados N_2 y N_3

con las que obtenemos el número de espiras N_2 y N_3 en función del ángulo ψ deseado como se muestra en la siguiente tabla 6.1.

ψ	N_2	N_3
0.000	1.000	0.000
7.500	0.916	0.150
15.00	0.816	0.298
30.00	0.577	0.577

Tabla 6.1: Valores de los devanados N_2 y N_3 en función del ángulo ψ

Podemos establecer una relación entre el número de pulsos, compensadores utilizado, ángulos de desfase de los transformadores y orden de los armónicos esperados mediante las relaciones siguientes:

Nº de compensadores	$P/6$	6.2
Ángulo de desfase	$360^\circ/P$	
Orden de armónicos	$PK \pm 1$	

donde P representa el Nº de pulsos del sistema multicomensador, y $K = 1,2,3,4\dots$ Así la siguiente tabla nos da estas relaciones para compensadores de 6 a más pulsos:

Nº de pulsos	Nº de TCR	ángulo ψ	orden de armónicos
6	1	0°	$6K \pm 1$
12	2	30°	$12K \pm 1$
18	3	20°	$18K \pm 1$
24	4	15°	$24K \pm 1$
•	•	•	•
•	•	•	•
36	6	10°	$36K \pm 1$
•	•	•	•
48	8	7.5°	$48K \pm 1$
•	•	•	•

Tabla 5.2: relación entre ψ , Nº compensadores, Nº de pulsos y orden de armónicos.

De esta forma podemos eliminar armónicos de frecuencias cada vez mayores, La figura 6.4 representa una típica configuración de 24 pulsos.

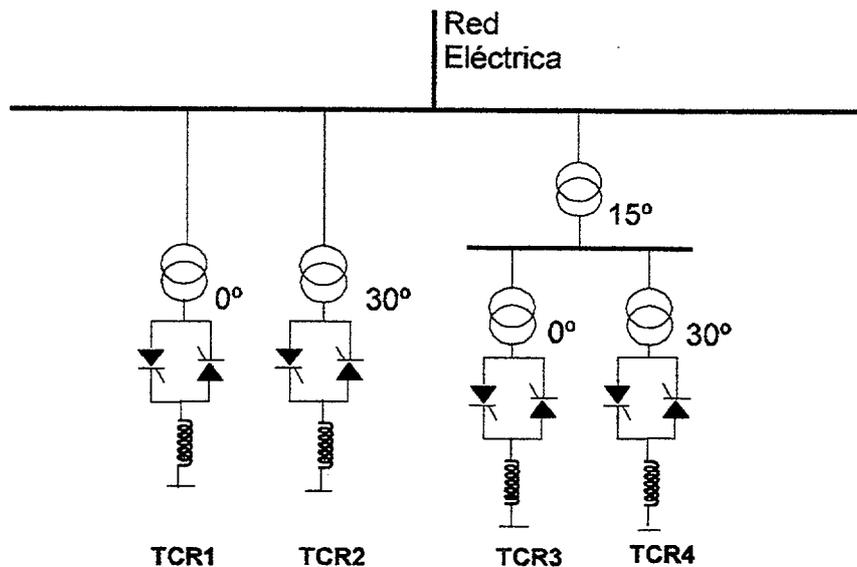


Fig. 6.4: Compensadores TCR en configuración de 24 pulsos

Un número de pulsos superior a 12 o 24 podría resultar poco práctico debido a que pequeños desequilibrios en el sistema ocasionarían perturbaciones que en ocasiones serían mayores que las que se quiere evitar. Seguidamente estudiaremos la configuración de 12 pulsos dentro del algoritmo IHA.

6.3 CONFIGURACIÓN EN 12 PULSOS DE COMPENSADORES TCR

La configuración de 12 pulsos tal y como vimos en la tabla 6.2 consta de dos TCR de 6 pulsos con desfase de 30° entre ellos. Para tal fin dispondremos de dos transformadores, uno en estrella/estrella y el otro con los devanados secundarios correspondiente en zig-zag como vemos en un par de TCR en la figura 6.4. Aunque resulta más práctico para este caso particular, disponer del segundo transformador en

triángulo con el que se logra un desfase de 30° también, estando con los bobinados en fase dos a dos tal y como se muestra en la figura 6.5 de forma más detallada.

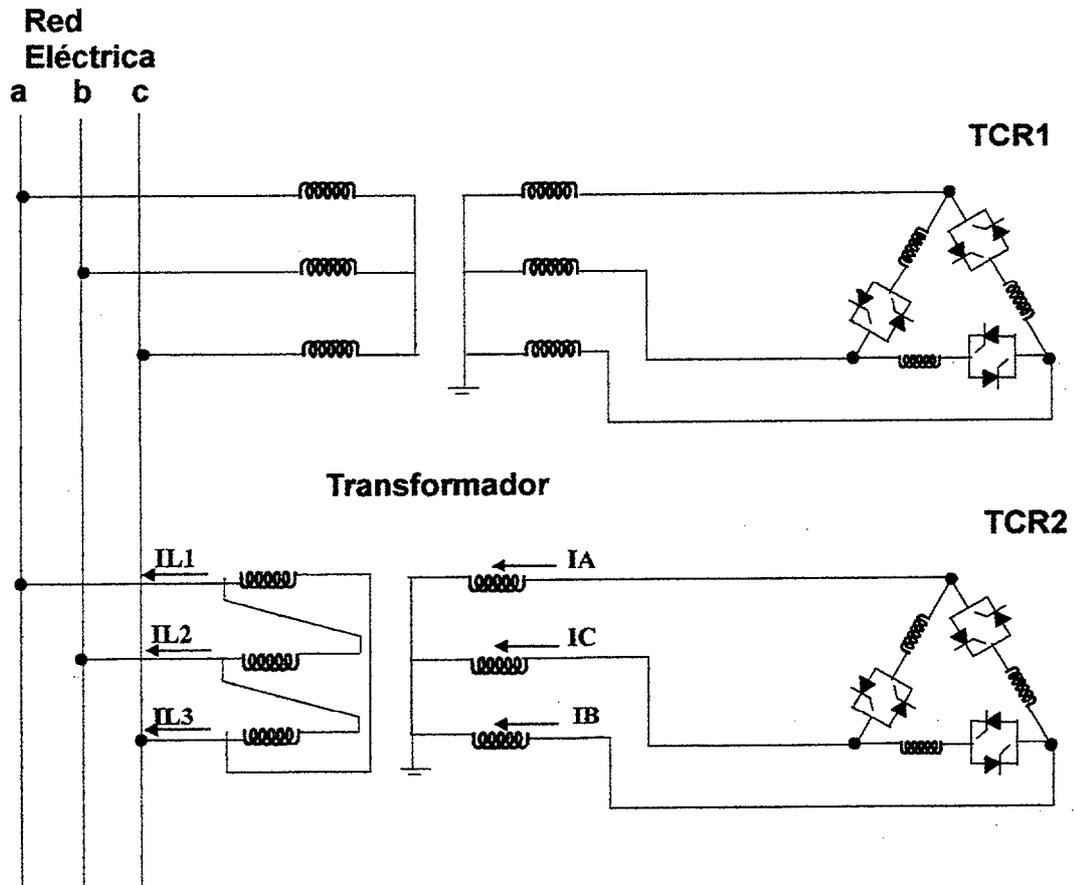


Fig.6.5: TCR en configuración de 12 pulsos de compensadores TCR-FC

Vimos en el análisis del TCR que las tensiones entre fases podían ser representadas en forma compleja. De igual forma, las intensidades de una rama del TCR podemos descomponerlas en los términos de una serie de Fourier como la representada en la siguiente ecuación:

$$i(t) = \sqrt{2} \sum_{h=1}^{\infty} [I_{r,h} \text{sen}(h\omega t) + I_{x,h} \text{cos}(h\omega t)] \quad 6.3$$

que puede ser simplificada y expresada de la siguiente forma

$$i(t) = \sqrt{2} \sum_{h=1}^{\infty} I_h \operatorname{sen}(h\omega t - \beta_h) \quad 6.4$$

donde

$$I_h = \sqrt{I_{r,h}^2 + I_{x,h}^2}, \quad \operatorname{tg}(\beta_h) = \frac{I_{x,h}}{I_{r,h}}$$

en este sentido, vemos que al desarrollar el algoritmo FFT aparecen sólo armónicos de orden impar para las corrientes de una rama del TCR, además si consideramos la configuración en triángulo del TCR con lo que analizamos las corrientes de líneas, los términos múltiplos de 3 se anulan dos a dos al ser homopolares y por consiguiente pulsar al mismo tiempo dentro del triángulo formado por las ramas del TCR.

Considerando ahora la configuración de doce pulsos las corrientes que entran en barras tienen iguales orden de armónicos en módulo y fases, esto es $6K \pm 1$, pero los $K = 1, 3, 5, \dots$ tienen fases opuestas y por lo tanto, quedan de esta forma eliminadas con lo que la polución armónica se reduce a $12K \pm 1$. Sin embargo, los armónicos $6K \pm 1$ para $K = 2, 4, 6, \dots$ tienen la misma fase e igual módulo con lo que prácticamente se suman, esto es, que por un lado eliminamos armónicos pero los restantes aparecen con amplitud doble. Seguidamente veremos un ejemplo.

6.3.1 *Análisis del compensador TCR de 12 pulsos con el algoritmo IHA.*

La incorporación del algoritmo IHA es fácil de realizar puesto que en este algoritmo ya planteamos, como hemos visto, la posibilidad de incluir dos o más puntos de inyección en una sola barra o en distintas barras o terminales del sistema eléctrico que se considere.

En el capítulo 4 ya se expuso la forma de confeccionar las matrices de admitancias que reflejen uno o varios puntos de inyección de corrientes armónicas.

Siguiendo pues con el ejemplo del sistema eléctrico del capítulo 5 pero en este caso sin el efecto del condensador y utilizando un compensador TCR de 12 pulsos tenemos el siguiente sistema eléctrico de la figura 6.6 donde el TCR es de 12 pulsos de la figura 6.5.

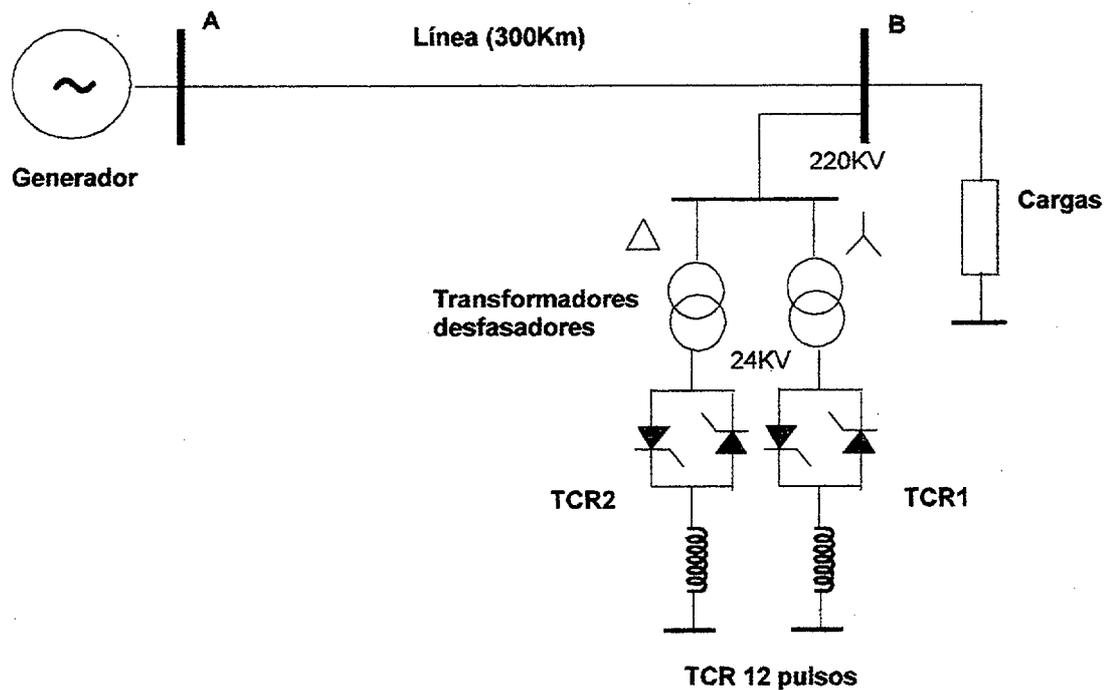


Fig.6.6. TCR de 12 pulsos conectado a un Sistema Eléctrico.

La matriz de admitancias del sistema eléctrico en el punto B para una línea de 300 Km y con cargas equilibradas de 3x 25 MW, 20 MVar es dada en el Anexo D-2, y las características de la línea son dadas en el Anexo C. Los valores dados en el anexo 6.1 son por unidad y por lo tanto necesitan ser multiplicados por la impedancia base, siendo la potencia base elegida de 100 MW en trifásico con lo que la impedancia base será:

$$\text{Impedancia base} = \frac{V^2}{\text{Potencia Base}} = \frac{220^2}{100} = 484\Omega \quad 6.5$$

Obtenida ya dicha matriz de admitancias es necesario añadirle la correspondiente de los transformadores tal y como se indicó en el capítulo 4.

Inicialmente analizaremos cada TCR por separado para luego estudiarlos en conjunto con el ánimo de ver la comparación de la generación armónica que se produce en uno u otro caso.

Comenzando entonces con el TCR1 conectado a la red mediante un transformador en estrella/estrella y que para este caso consideraremos solo la admitancias propias de cada bobinado cuyo valor será para la parte inductiva $Y_L = 1/X_L$ y para la parte resistiva de pérdidas esta admitancia dividida por 180 [Arrillaga J., Bradley D.A. and Bodger P.S. 1989] y [Densem, B. E. 1983] o sea $Y_R = Y_L/180$, con lo que queda $Y_{pp} = (Y_R, Y_L) = (Y_L/180 + j Y_L/h)$ siendo h el orden de armónico, con lo que si $X_L = 1$ nos da un valor complejo de la admitancia a la frecuencia fundamental de $(0.005556 + j 1)$ para los términos de las admitancias propias dando una matriz de 6x6. Sumada esta matriz a la del sistema en el punto B se obtiene la matriz de admitancias totales del Anexo D-3 que como vemos corresponde también a una matriz de 6x6 a cada armónica considerada. Dicha matriz fue formada de la siguiente forma:

$$\left[Y_{Total}^{TCR1} \right]_h = \begin{bmatrix} Y_{red} + Y_{pp1} & Y_{ps1} \\ Y_{sp1} & Y_{ss1} \end{bmatrix}_h \quad 6.6$$

en la que Y_{red} representa la matriz de admitancia en el punto B del ejemplo y las Y_{pp1} Y_{ps1} Y_{sp1} e Y_{ss1} representan las matrices de admitancias correspondientes al transformador del TCR1 en configuración en estrella/estrella.

Continuando con el análisis del TCR1 (de 6 pulsos), y desde el proceso IHA para un ángulo constante de disparo de 120° nos da las intensidades y tensiones mostradas en la figura 6.7, que corresponden a las del secundario del transformador en estrella en el dominio temporal, esto es, las corrientes de inyección del TCR1. De la relación 6.7 obtenemos las tensiones armónicas

$$\begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{I}_s \end{bmatrix}_h = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{red} + \mathbf{Y}_{pp1} & \mathbf{Y}_{ps1} \\ \mathbf{Y}_{sp1} & \mathbf{Y}_{ss1} \end{bmatrix}_h \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{V}_p \\ \mathbf{V}_s \end{bmatrix}_h \quad 6.7$$

donde V_p y V_s son las tensiones del primario y secundario del transformador del TCR1 e I_s las intensidades armónicas e la figura 6.7 que están representadas en % con respecto a la intensidad a la frecuencia fundamental en la figura 6.8.

La tabla 6.3 representa las tensiones V_p armónicas en barras (primario del transformador) donde podemos ver el módulo y argumento de cada una de las tensiones de líneas.

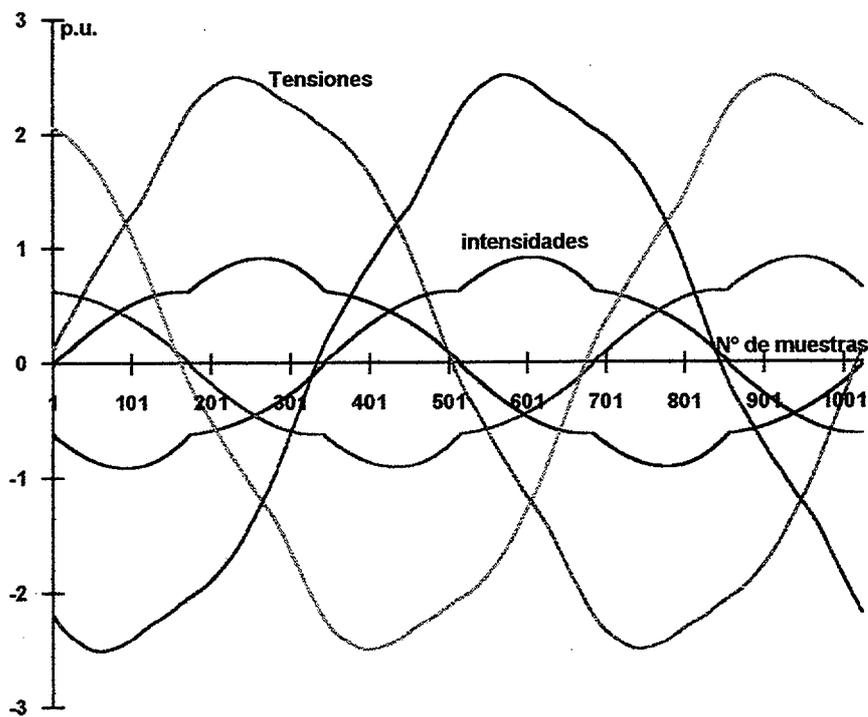


Fig. 6.7: Tensiones e intensidades el secundario del transformador del TCR1. Ángulo de disparo de 120°

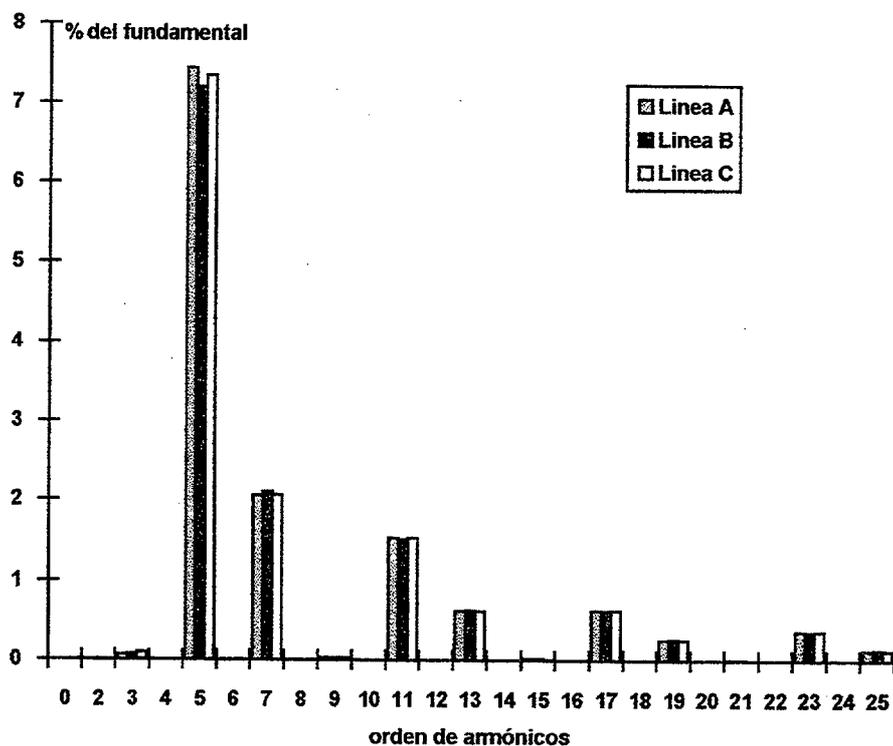


Fig.6.8: Armónicos de intensidad en el TCR1

Vemos en la gráfica 6.8 que debido al desequilibrio de la línea a la que está conectada (ver Anexo D-2 o D-3) aparecen ligeramente armónicos triples, como se puede percibir de la distorsión de tensiones e intensidades en la figura 6.7 en función del tiempo.

1	1.000000	.000000	1.000000	-120.00000	1.000000	120.000000
2	.000000	23.147250	.000000	-74.951030	.000000	148.764100
3	.000219	3.213151	.000208	86.788770	.000308	-137.754500
4	.000000	-92.520090	.000000	-4.713504	.000000	141.594600
5	.044566	-90.747920	.046820	22.323170	.052366	142.571000
6	.000000	-21.566330	.000000	-123.564800	.000000	150.029900
7	.005600	-170.718900	.004912	73.913190	.005439	-36.381520
8	.000000	56.586850	.000000	-38.716070	.000000	-156.192400
9	.000017	-30.309430	.000016	99.543030	.000015	-144.587900
10	.000000	112.135500	.000000	-148.091000	.000000	-26.823710
11	.004081	144.777300	.003915	-94.437040	.004264	20.057680

12	.000000	-126.911700	.000000	161.008700	.000000	32.606010
13	.003461	99.488840	.003467	-21.402810	.003040	-136.952800
14	.000000	-55.000940	.000000	-163.177100	.000000	77.129940
15	.000054	45.270360	.000050	-161.375000	.000023	-78.634340
16	.000000	-178.558600	.000000	-101.365400	.000000	32.268680
17	.000511	-124.924200	.000403	-8.751314	.000458	105.395500
18	.000000	43.725690	.000000	14.159660	.000000	-154.347600
19	.000456	-49.484190	.000437	-164.384500	.000438	75.589090
20	.000000	163.002000	.000000	99.273000	.000000	-57.113620
21	.000035	-68.021730	.000033	100.449400	.000009	155.934000
22	.000000	52.373330	.000000	166.235200	.000000	-66.870090
23	.002022	81.466870	.001992	-165.861400	.002112	-47.199680
24	.000000	129.452300	.000000	88.587640	.000000	-63.030670
25	.000283	15.791010	.000266	-105.164200	.000271	141.262300

Tabla 6.3: Armónicos de tensión producidos por el TCR1 (6 pulsos)

Ahora, pasaremos a analizar por separado el TCR2 que está conectado al transformador con uno de sus devanados primario o secundario en triángulo.

Para confeccionar la matriz de admitancias del transformador del TCR2 utilizaremos el modelo planteado en la referencia [Arrillaga J., Bradley D.A. and Bodger P.S. 1989] y [Densem, B. E. 1983]. Dicha matriz del transformador más la obtenida en el punto B del sistema eléctrico que estamos considerando nos da la matriz total del Anexo D-4 y que fue también formada de la misma manera que en el caso anterior que se representa ahora en 6.8 para el TCR2

$$\left[Y_{\text{Total}}^{\text{TCR2}} \right]_h = \begin{bmatrix} Y_{\text{red}} + Y_{\text{pp2}} & Y_{\text{ps2}} \\ Y_{\text{sp2}} & Y_{\text{ss2}} \end{bmatrix}_h \quad 6.8$$

Ejecutando la ecuación 6.7 con la matriz 6.8 obtenemos por un lado las tensiones e intensidades en el secundario del transformador en el dominio temporal, que son las mostrada en la figura 6.9 y por otro, los armónicos correspondiente a la intensidad en el secundario que son mostrados en la figura 6.10.

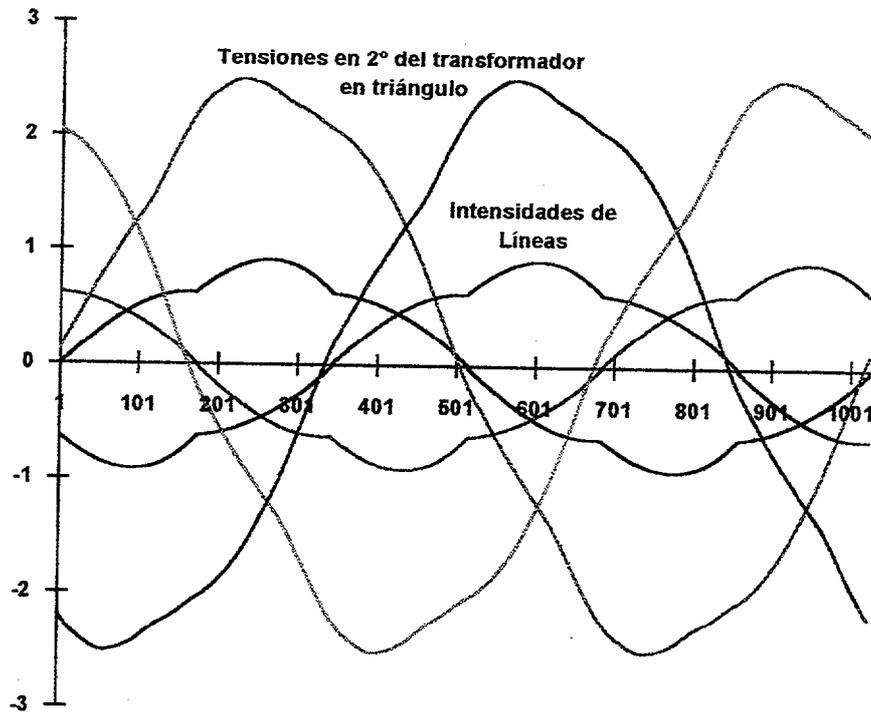


Fig. 6.9: Tensiones e intensidades en el secundario del transformador de TCR2. Ángulo de disparo de 120°

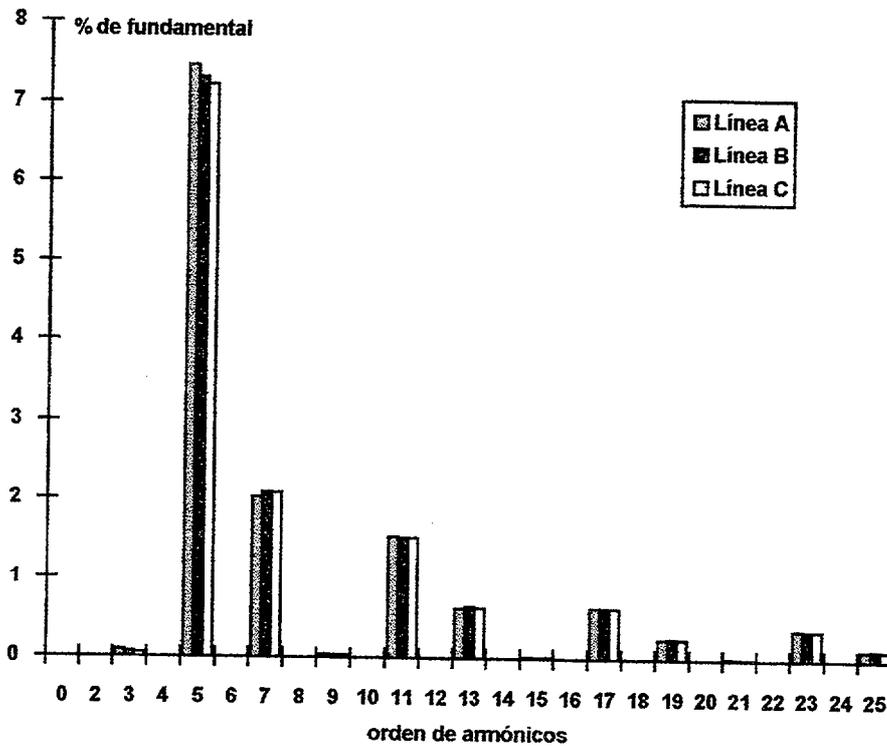


Fig. 6.10: Armónicos de intensidad en el transformador del secundario del TCR2

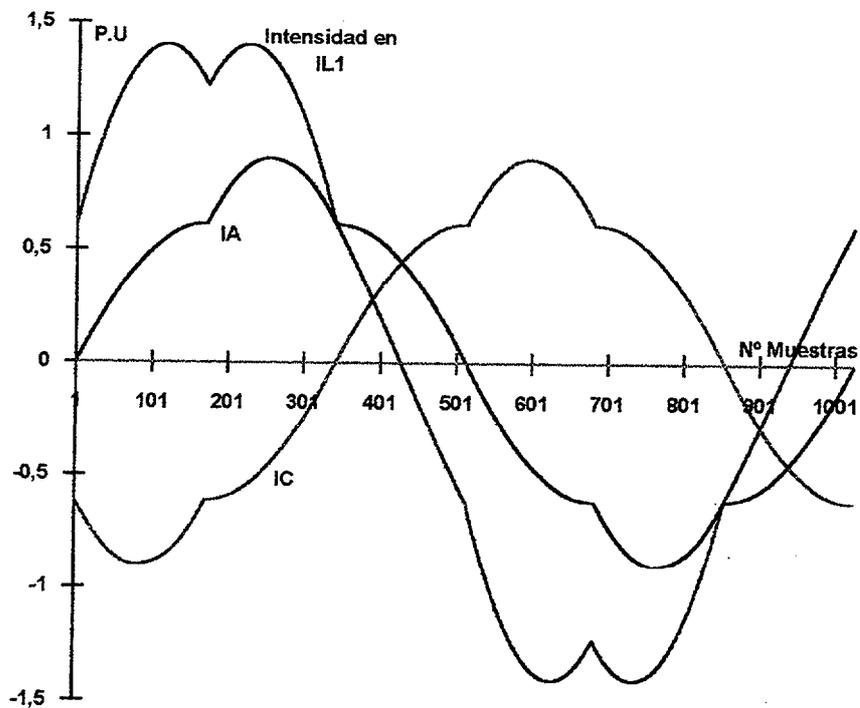


Fig.6.11 Composición de la intensidad que circula por las bobinas del primario del transformador en triángulo. Ángulo de disparo de 120°

Estas últimas intensidades son las de línea en el secundario del transformador (fig. 6.5) y son las que circulan por los devanados componiendo las intensidades de líneas en el primario según las relaciones 6.9. La figura 6.11 refleja la composición temporal de una de ellas.

$$I_{L1} = I_A - I_C \quad 6.9$$

$$I_{L2} = I_C - I_B$$

$$I_{L3} = I_B - I_A$$

Estas intensidades son las que producen en barras (primario) del transformador del TCR2 los armónicos de tensión que se detallan en la tabla 6.4.

1	1.000000	.000000	1.000000	-120.000000	1.000000	120.000000
2	.000004	153.277800	.000002	174.726900	.000006	-18.279140
3	.000313	167.129400	.000137	-67.412680	.000261	11.210480
4	.000005	111.605000	.000005	133.081800	.000009	-57.902480
5	.044484	88.835880	.046480	-157.547900	.052708	-37.219390
6	.000004	46.685730	.000004	52.305160	.000008	-132.739300
7	.005601	9.836077	.004947	-106.270500	.005382	143.476100
8	.000001	29.438520	.000001	39.770660	.000002	-144.454600
9	.000022	-431019	.000009	94.361430	.000023	-157.426700
10	.000002	152.563700	.000001	153.821500	.000003	-28.280530
11	.004081	144.693400	.003909	-94.633340	.004272	20.240540
12	.000004	127.944800	.000003	136.211100	.000007	-50.498580
13	.003482	99.915250	.003475	-21.649030	.003010	-136.851200
14	.000006	81.988800	.000005	78.045760	.000010	-100.295800
15	.000066	-68.290630	.000027	-28.040830	.000086	122.750100
16	.000002	34.842600	.000002	34.563960	.000003	-144.939000
17	.000511	55.178830	.000403	171.105100	.000459	-74.787940
18	.000001	133.175000	.000001	135.054600	.000001	-48.273820
19	.000462	131.214000	.000437	15.065670	.000433	-103.733800
20	.000003	140.931600	.000002	141.840300	.000005	-40.507210
21	.000039	11.308300	.000016	47.629520	.000051	-159.218200
22	.000004	110.615500	.000004	110.408900	.000008	-70.139370
23	.002024	81.539340	.001985	-166.060700	.002123	-47.427970
24	.000004	51.036500	.000003	45.460800	.000007	-131.174000
25	.000290	16.943160	.000266	-106.141600	.000266	142.830000

Tabla 6.4: Armónicos de tensión producidos por el TCR2 (6 pulsos)

Comparando la tabla 6.4 con la 6.3 vemos que los armónicos en ambas son del orden de $6K \pm 1$ pero los correspondiente a los de orden $K = 1,3,5,7..$ (señalizadas con tonalidad oscura) poseen fases opuestas con lo cual se anularían en la misma barra que correspondería al punto B del sistema eléctrico de la figura 6.6. de igual manera los

armónicos para $K = 2, 4, 6, \dots$ tienen como podemos comprobar la misma fase y por lo tanto prácticamente se sumarán.

Seguidamente, vamos a analizar conjuntamente ambos TCR formando con ello el TCR de 12 pulsos. Para ello hemos de formar la matriz total de admitancias con ambos transformadores. El procedimiento para esto fue ya detallado en el capítulo 4 y en 6.10 se detalla la forma que tiene ahora esta matriz.

$$\begin{bmatrix} Y_{\text{Total}}^{\text{TCR12}} \end{bmatrix}_h = \begin{bmatrix} Y_{\text{red}} + Y_{\text{pp1}} + Y_{\text{pp2}} & Y_{\text{ps1}} & Y_{\text{ps2}} \\ & Y_{\text{sp1}} & \\ & & Y_{\text{ss1}} \\ Y_{\text{sp2}} & & & Y_{\text{ss2}} \end{bmatrix}_h \quad 6.10$$

Esta matriz total tiene una dimensión de 9×9 y se compone de las matrices de admitancias del sistema eléctrico (punto B) más los dos transformadores. En el Anexo D-6 se representa dicha matriz.

De esta manera y según la relación 6.11 obtenemos las tensiones armónicas en barras del compensador de 12 pulsos (primario de los transformadores) y es detallada en la siguiente tabla 6.5

$$\begin{bmatrix} 0 \\ I_{\text{TCR1}} \\ I_{\text{TCR2}} \end{bmatrix}_h = \begin{bmatrix} Y_{\text{red}} + Y_{\text{pp1}} + Y_{\text{pp2}} & Y_{\text{ps1}} & Y_{\text{ps2}} \\ & Y_{\text{sp1}} & \\ & & Y_{\text{ss1}} \\ Y_{\text{sp2}} & & & Y_{\text{ss2}} \end{bmatrix}_h \cdot \begin{bmatrix} V_P \\ V_{\text{TCR1}} \\ V_{\text{TCR2}} \end{bmatrix}_h \quad 6.11$$

siendo en esta relación I_{TCR1} , I_{TCR2} , V_{TCR1} y V_{TCR2} las intensidades y tensiones en los secundarios de ambos transformadores y V_P es la tensión en barras del compensador total de 12 pulsos y cuyos armónicos se detallan en la tabla 6.5.

La siguiente figura 6.12 nos da una visión más ilustrativa de la eliminación de armónicos que se ha producido con este sistema, aunque si se observa, la amplitud de los

armónicos restantes sobre todo el 11 y el 13 son mayores que los producidos por los TCR de 6 pulsos.

1	1.000000	.000000	1.000000	-120.000000	1.000000	120.000000
2	.000006	147.126500	.000004	170.970100	.000009	-23.042850
3	.000005	27.054660	.000006	164.569200	.000004	-75.054140
4	.000007	88.392700	.000006	125.294900	.000011	-74.680300
5	.000002	25.103510	.000012	86.263010	.000013	-105.830800
6	.000004	34.590290	.000004	63.421140	.000007	-134.493000
7	.000007	49.882240	.000004	152.542200	.000007	-102.074500
8	.000001	29.495750	.000001	46.928780	.000001	-141.788500
9	.000003	-178.441800	.000003	-105.443600	.000004	39.238300
10	.000002	151.772000	.000001	155.081400	.000003	-28.142950
11	.007352	145.370700	.007063	-93.434620	.007651	21.301020
12	.000004	123.981500	.000004	132.056700	.000007	-54.552560
13	.009318	108.040700	.009116	-11.933010	.008210	-127.079200
14	.000006	77.170990	.000005	74.219090	.000010	-104.672500
15	.000028	-25.020750	.000014	-93.132390	.000036	135.648800
16	.000002	32.868780	.000002	37.580970	.000003	-144.859000
17	.000002	53.604060	.000001	-16.671850	.000003	-149.546000
18	.000001	131.823900	.000001	139.587100	.000001	-46.867360
19	.000003	164.123500	.000000	-127.864700	.000003	-9.497611
20	.000003	139.685300	.000002	144.356400	.000005	-40.137960
21	.000003	-133.349600	.000007	83.391490	.000004	-69.899860
22	.000005	107.497900	.000004	107.742600	.000009	-73.036440
23	.002989	89.255540	.002975	-157.254300	.003109	-38.631020
24	.000004	48.953970	.000003	43.023840	.000007	-133.405200
25	.000988	34.605330	.000885	-84.317340	.000954	163.003800

Tabla 6.5: Armónicos de tensión en barras del compensador TCR de 12 pulsos

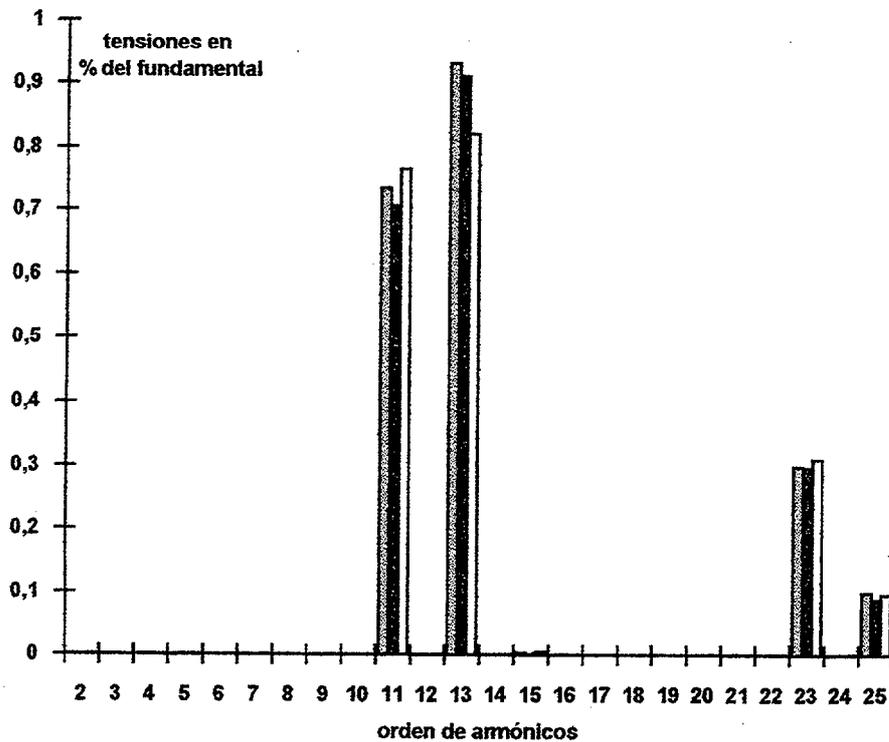


Fig. 6.12: Armónicos de tensión en barras del compensador de 12 pulsos

6.3.2 Análisis del compensador TCR 12 pulsos en sistemas desequilibrados

En este segundo análisis vamos a utilizar el TCR de 12 pulsos conectado al sistema eléctrico empleado hasta ahora pero con tensiones ligeramente desequilibradas en barras del compensador, esto es, $V_A = 0.95 \angle 0^\circ$, $V_B = 1.10 \angle 120^\circ$, $V_C = 1.00 \angle -120^\circ$, valores por unidad.

Los armónicos de intensidad producidos en los secundarios de los transformadores son los representados en las figuras 6.13 y 6.14 y en la 6.15 se representa los armónicos de tensión correspondientes a la barra que une los primarios de los transformadores.

Se puede observar como el TCR de 12 pulsos produce tanta o más distorsión cuando trabaja en sistemas desequilibrados como el expuesto. Véase la presencia de los armónicos 5^a y 7^a que eran precisamente los que se anularían con la configuración de 12

pulsos sino que además aparecen fuertemente armónicos no característicos como la 3ª armónica debido a los desequilibrios. Similares resultados son obtenidos si son las cargas del sistema eléctrico las que están desequilibradas. El nivel de polución armónica dependerá fuertemente del grado de desequilibrio de dichas carga.

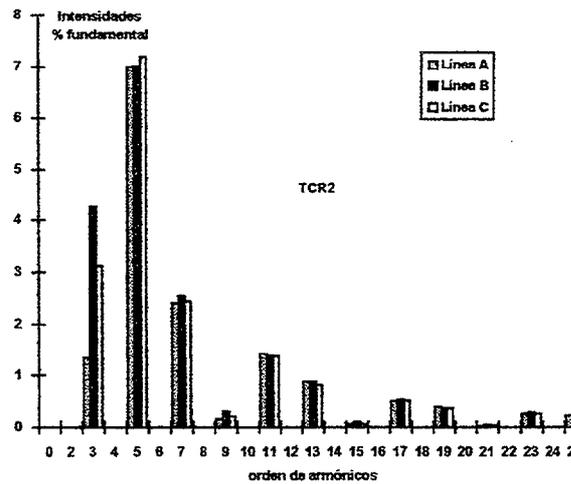
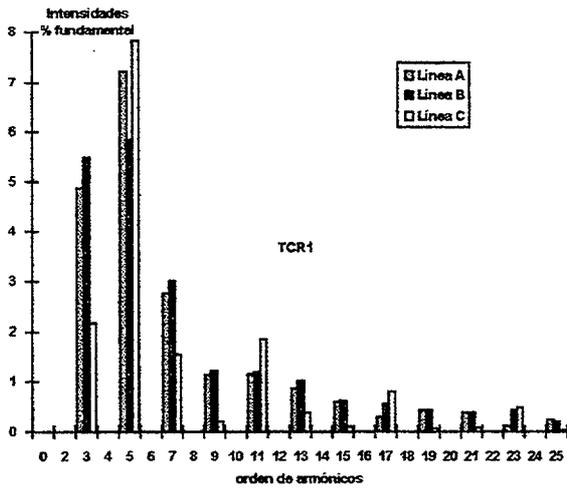


Fig. 6.13 : Armónicos de intensidad en TCR1

Fig. 6.14 : Armónicos de intensidad en TCR2

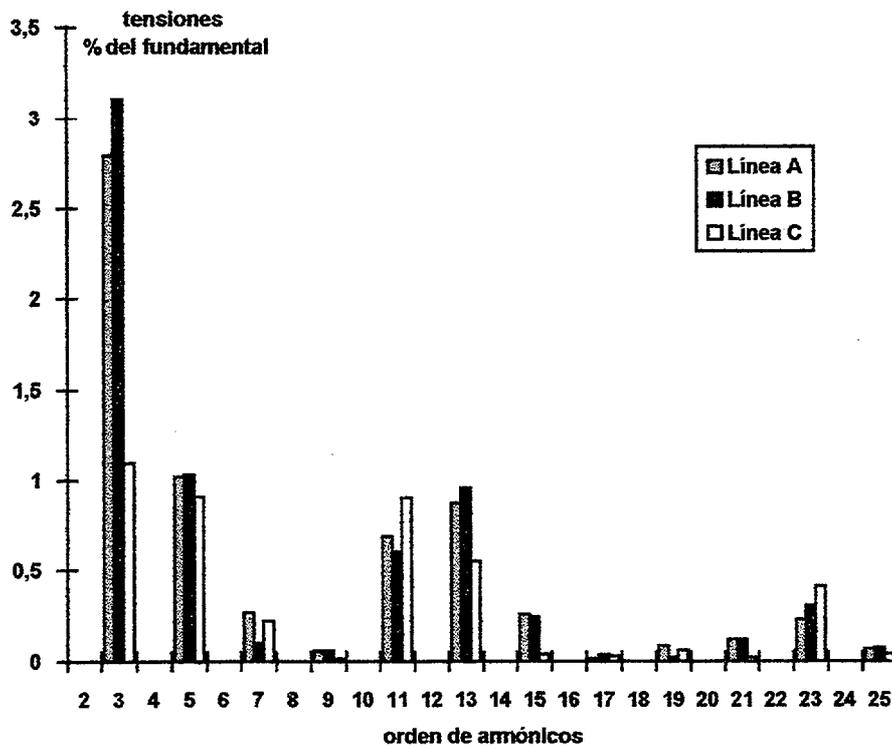


Fig. 6.15 : Armónicos de tensión en barras del compensador total

En el caso anterior es el Sistema Eléctrico el que provocaba que el TCR de 12 pulsos distorsionara de tal forma la tensión produciendo los armónicos de la figura 6.15. Además estos sistemas de 12 o más pulsos deben ser muy cuidadosamente fabricados pues pequeños desequilibrios en los disparos o bien en los valores de las bobinas compensadoras o incluso en los transformadores pueden también ocasionar grandes poluciones armónicas cuando lo que se pretende es precisamente lo contrario.

En este sentido vamos a simular por último funcionamientos anómalos en el TCR de 12 pulsos sobre un sistema eléctrico con tensiones y cargas totalmente equilibradas haciendo que trabaje con bobinas en las reactancias de compensación ligeramente diferentes en ambos TCR, caso bastante frecuente dado el número de bobinas que se emplean en este tipo de configuraciones trifásicas e influye las diferentes características constructivas de las mismas. Aquí caben diferentes situaciones según las bobinas sean distintas en un mismo TCR o bien con diferentes valores en cada TCR por separado o ambas situaciones a la vez.

Se podría simular muchas más posibilidades con la técnica utilizada en esta tesis. Cabría un estudio más detallado de la cuestión lo que alargaría excesivamente este trabajo. Por tanto, y como ejemplo simularemos primeramente que todas las bobinas en un mismo TCR son iguales pero de diferentes valores a las del otro.

Los valores para las bobinas del compensador fueron en valores por unidad para el TCR1: $XL1 = XL2 = XL3 = 1$ y para el TCR2: $XL1 = XL2 = XL3 = 0.95$.

Las siguientes figuras 6.16, 6.17, 6.18 representan las intensidades de inyección de uno y otro TCR y las tensiones en barras (primario de los transformadores) respectivamente.

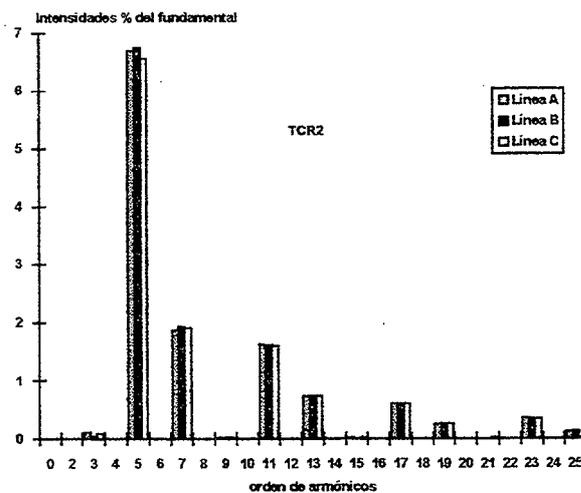
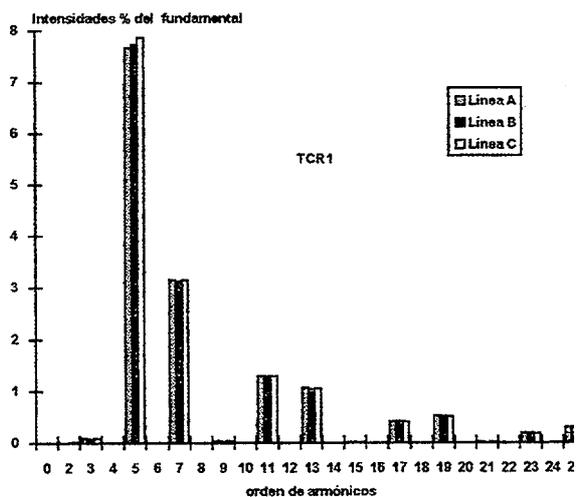


Fig.6.16 : Armónicos de intensidad en TCR1

Fig.6.17 : Armónicos de intensidad en TCR2

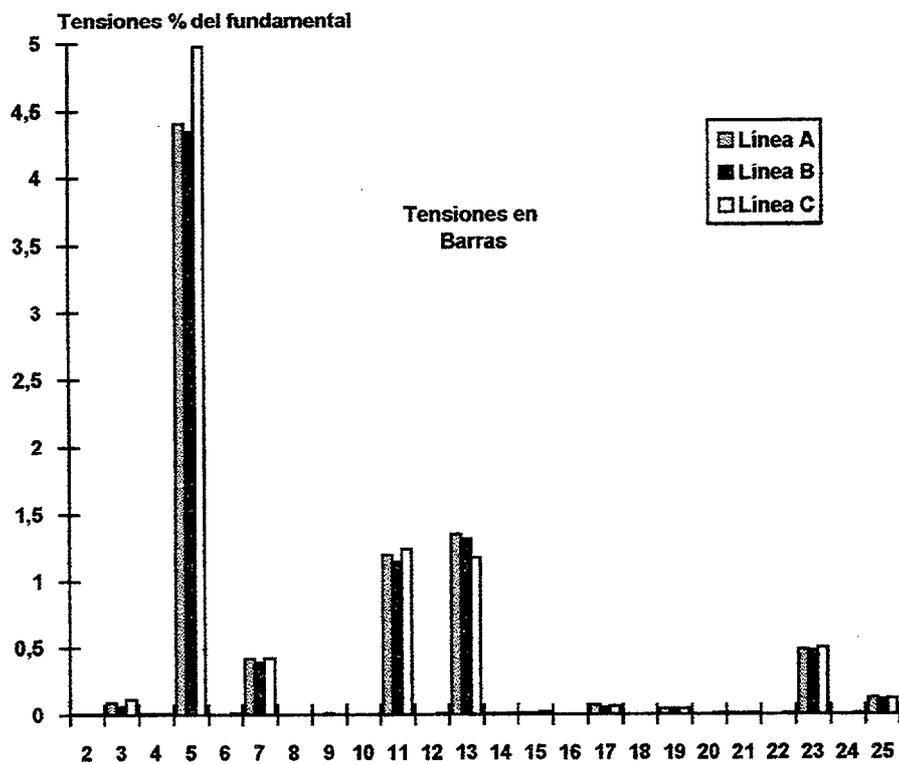


Fig.6.18 : Armónicos de tensión en barras del compensador total

Como podemos observar en 6.18 las armónicas típicas de esta configuración como son la 11^a y 13^a así como la 23^a aparecen ligeramente aumentadas con respecto al funcionamiento equilibrado. También aparecen fuertemente aumentada la 5^a armónica (sobre un 5%) y la 7^a que no deberían estar.

En este tipo de configuración aparecen inclusive armónicas de orden par si se producen desequilibrios en los disparos en una misma rama de un mismo TCR (asimetría de media onda) que en esta situación de 12 pulsos se verían fuertemente potenciadas. Así en la figura 6.19 se puede apreciar la polución armónica que se genera al producirse un disparo desequilibrado de solamente $+2^\circ$ sobre los 120° con que se dispara los tiristores de una misma rama de un solo compensador, es este caso el TCR1.

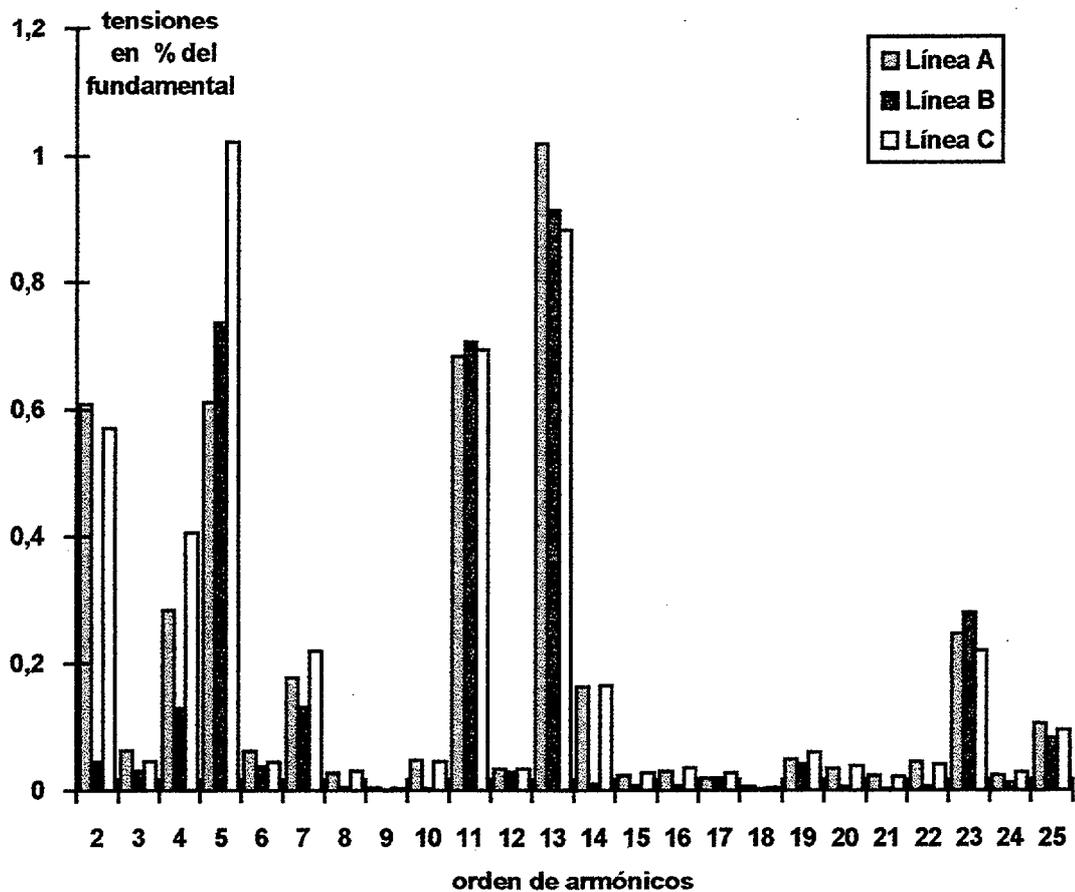


Fig. 6.19. Armónicos de tensión en barras del TCR 12 pulsos. Disparo desequilibrado $2^\circ +120^\circ$ en una misma rama de un solo TCR.

6.4 EJEMPLO CON FILTRO

Hemos visto que las configuraciones multipulsos en muchas ocasiones pueden ser, en cuanto a la eliminación de armónicos se refiere, no muy buena solución. Otra solución al problema de la generación de armónicos por los compensadores estáticos TCR es la utilización de filtros, que adoptan varias configuraciones dependiendo de la aplicación.

Lo usual en la práctica es disponer de ramas LC serie sintonizadas a las frecuencias de los armónicos de frecuencias más bajas. El número de ramas del filtro suele aumentar con la potencia del equipo y también es frecuente añadir un filtro paso bajo que atenúe los armónicos de frecuencias elevadas aunque éstos son de amplitud relativamente pequeña.

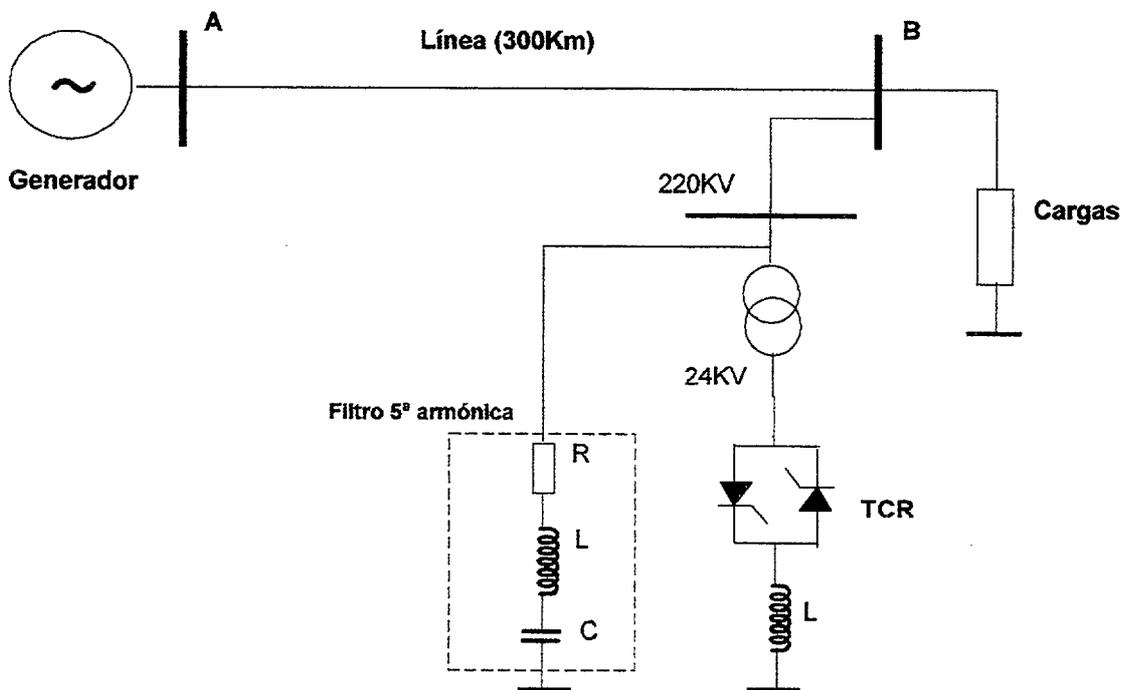


Fig.6.21: TCR de 6 pulsos con filtro

La implantación de filtros en el programa HARMAC-IHA es similar a la utilizada para el resto de los elementos del sistema eléctrico como lo fueron las cargas, generadores, etc., o sea, incorporar a la matriz de admitancias totales las admitancias armónicas correspondientes a la de los filtros que se deseen utilizar y donde se desean instalar (ya sea en el primario o secundario de los transformadores y en cualquier nudo del sistema eléctrico que se considere). Entonces, sólo basta con calcular la admitancia del filtro que se desee e incorporar ésta a la matriz total de admitancias (capítulo 4).

Como ejemplo vamos a utilizar el mismo sistema eléctrico de la figura 6.6 pero con un solo TCR de 6 pulsos y un filtro básico de primer orden LRC, ver figura 6.21.

Los valores del filtro son elegidos de forma que se produzca la resonancia a la frecuencia que se quiere eliminar. Para ello hemos tomado $R = 0.412 \Omega$, $L = 13,1 \text{ mH}$, $C = 30,9 \mu\text{F}$ cuya frecuencia de resonancia es 250 Hz según podemos ver en la figura 6.22. y siendo su tensión base de 220kV por estar conectado directamente a barras y por tanto su impedancia base es la siguiente:

$$\text{Impedancia Base} = \frac{(220\text{Kv})^2}{100\text{Mw}} = 484\Omega$$

la impedancia por unidad del filtro según los valores de los componentes es:

$$Z_{\text{filtro}} = 0,412 - j98,897$$

y siendo la impedancia base 484 nos da una impedancia del filtro de

$$ZF = 8,51239 \cdot 10^{-4} - j0,204332$$

y su admitancia a 50Hz será:

MATRIZ DE ADMITANCIA DEL FILTRO A 50 HZ

.020	4.894	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.020	4.894	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.020	4.894	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000

el resto de esta matriz es mostrada en el Anexo D-5 donde se puede apreciar el aumento de la admitancia sobre los 250 Hz cuya matriz a dicha frecuencia mostramos también aquí:

MATRIZ DE ADMITANCIA DEL FILTRO A 250 HZ

1170.385	71.537	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	1170.385	71.537	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	1170.385	71.537	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000

Calculada ya la admitancia del filtro, ésta es incorporada en este caso a la matriz total de admitancias (al primario del transformador) que quedaría de la forma siguiente:

$$\left[Y_{\text{Total}} \right]_h = \begin{bmatrix} Y_{\text{red}} + Y_{\text{pp1}} + Y_{\text{filtro}} & Y_{\text{ps1}} \\ Y_{\text{sp1}} & Y_{\text{ss1}} \end{bmatrix}_h \quad 6.13$$

Utilizando la matriz obtenida con el filtro incluido podemos ver ya los armónicos de intensidad en la figura 6.23 donde se aprecia la presencia de una 5ª armónica de intensidad en el secundario del transformador pero por efecto del filtro que está conectado a barras y al ejecutar el algoritmo IHA queda eliminado prácticamente este armónico en tensión en barras del compensador, o sea, en el primario del transformador como se puede ver en la tabla 6.6 en valores por unidad. También, y analizando el Anexo 6.4 vemos que este filtro posee una admitancia elevada a la 7ª armónica con lo que ésta se ve también reducida en comparación a la que tendríamos si no existiera el filtro.

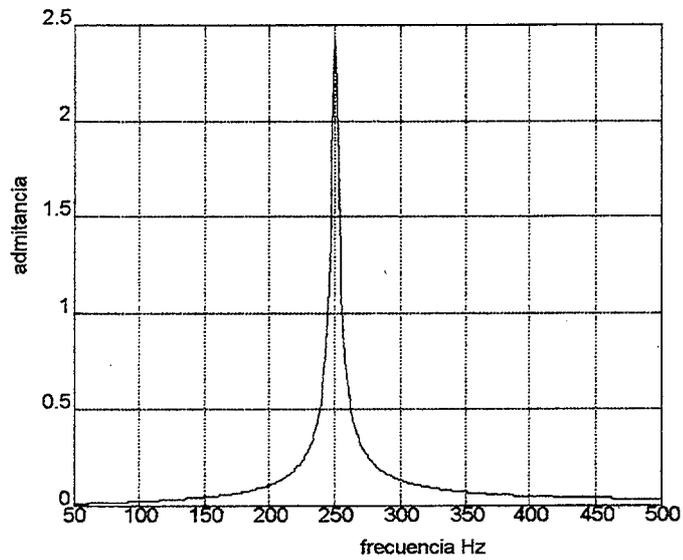


Fig.6.22: Valores de la admittance del filtro sintonizado a la 5ª armónica

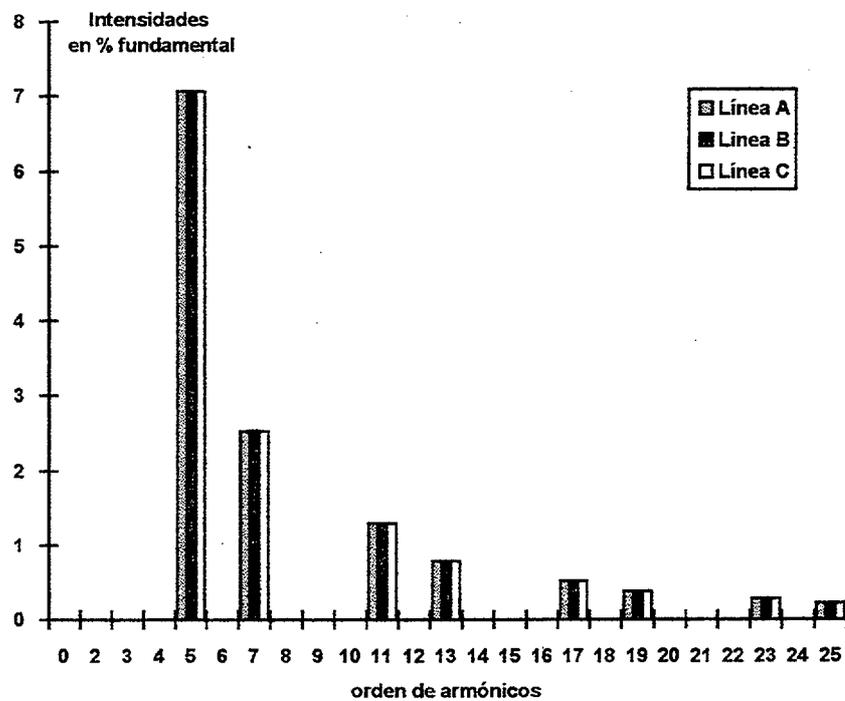


Fig.6.23: Armónicos de intensidad en el secundario del transformador del ejemplo 6.21

1	1.000000	.000000	1.000000	-120.000000	1.000000	120.000000
2	.000000	-120.240500	.000000	136.081300	.000000	-4.860453
3	.000000	-86.521220	.000000	93.971740	.000000	93.052930
4	.000000	138.805100	.000000	-116.663000	.000000	14.994660
5	.000035	-93.515420	.000035	26.481680	.000035	146.492500
6	.000000	85.878630	.000000	84.742550	.000000	-93.608180
7	.000457	-3.778222	.000462	-124.129800	.000451	115.625200
8	.000000	-155.798100	.000000	97.966580	.000000	-32.887800
9	.000000	-106.937500	.000000	65.737950	.000000	77.581410
10	.000000	131.830100	.000000	-130.525300	.000000	5.429995
11	.000491	175.207300	.000487	-64.967740	.000494	54.961290
12	.000000	-99.133830	.000000	-114.746800	.000000	79.931350
13	.000412	174.816300	.000410	54.715310	.000406	-66.050240
14	.000000	43.272520	.000000	-60.150680	.000000	163.681900
15	.000001	71.944680	.000000	-123.719400	.000001	-98.978520
16	.000000	-76.911170	.000000	30.636450	.000000	173.476000
17	.000393	-59.173070	.000358	49.322310	.000434	171.286500
18	.000000	69.223790	.000000	-156.197000	.000000	-114.996800
19	.000228	-10.738770	.000220	-129.882100	.000225	110.522700
20	.000000	-168.708400	.000000	125.212200	.000000	-25.258740
21	.000001	-102.149600	.000001	79.771880	.000001	77.794300
22	.000000	128.331800	.000000	-131.193300	.000000	-9.815784
23	.000297	168.062700	.000308	-72.355630	.000306	48.116110
24	.000000	-110.050300	.000000	-150.730300	.000000	56.914140
25	.000394	150.831700	.000403	24.634120	.000357	-93.184440

tabla 6.6: Armónicos de tensión en barras del compensador con filtro incluido

6.4.1 Influencia del filtro en el Sistema Eléctrico

Siguiendo con el ejemplo del filtro anterior vamos a analizar cómo influye éste sobre el resto del sistema eléctrico.

Para tal fin, estudiaremos los puntos de resonancias que posee el sistema eléctrico de la figura 6.21 pero sin filtro. Como vimos, este sistema eléctrico posee una línea de transmisión de 300 Km con un generador y cargas equilibradas al final de la misma. Su impedancia lógicamente variará con la frecuencia [Kraft Leonard Alan, 1984] y dicha variación se muestra en forma de diagrama loci o también llamado lugar de las impedancias en la figura 6.24 y en la 6.25 la variación del módulo de la impedancia compleja en función de la frecuencia.

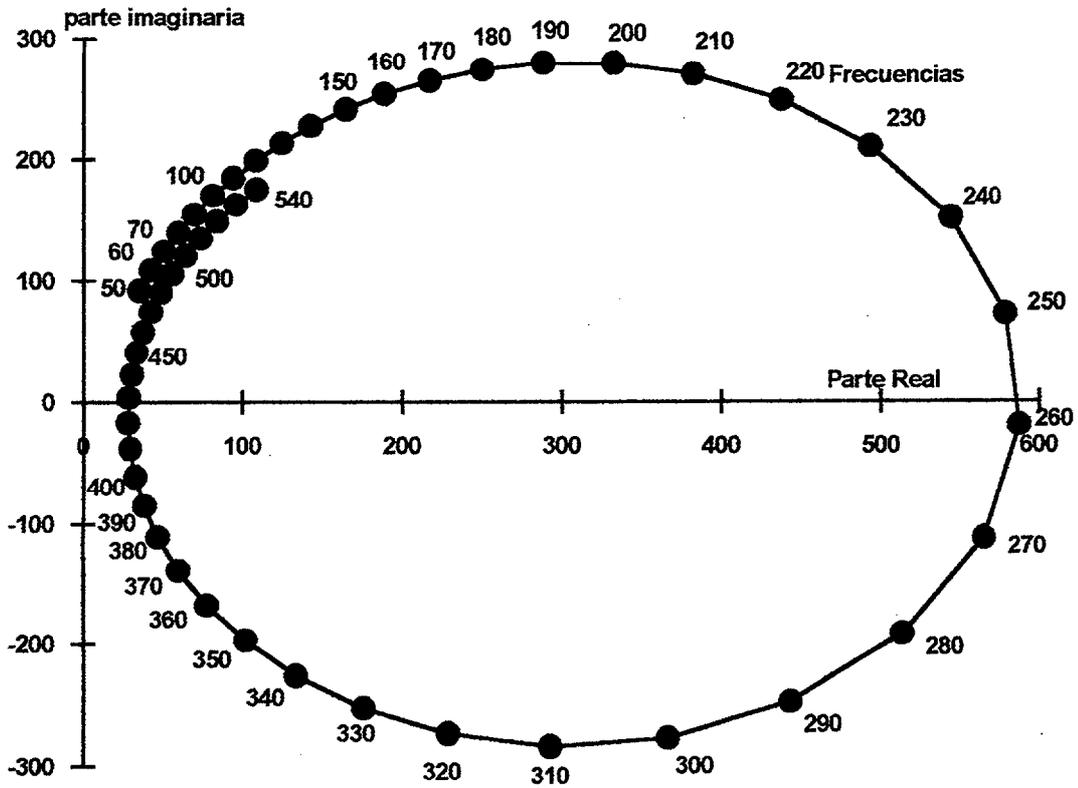


Fig. 6.24: Lugar de las impedancias del Sistema Eléctrico de la figura 6.21 sin filtro

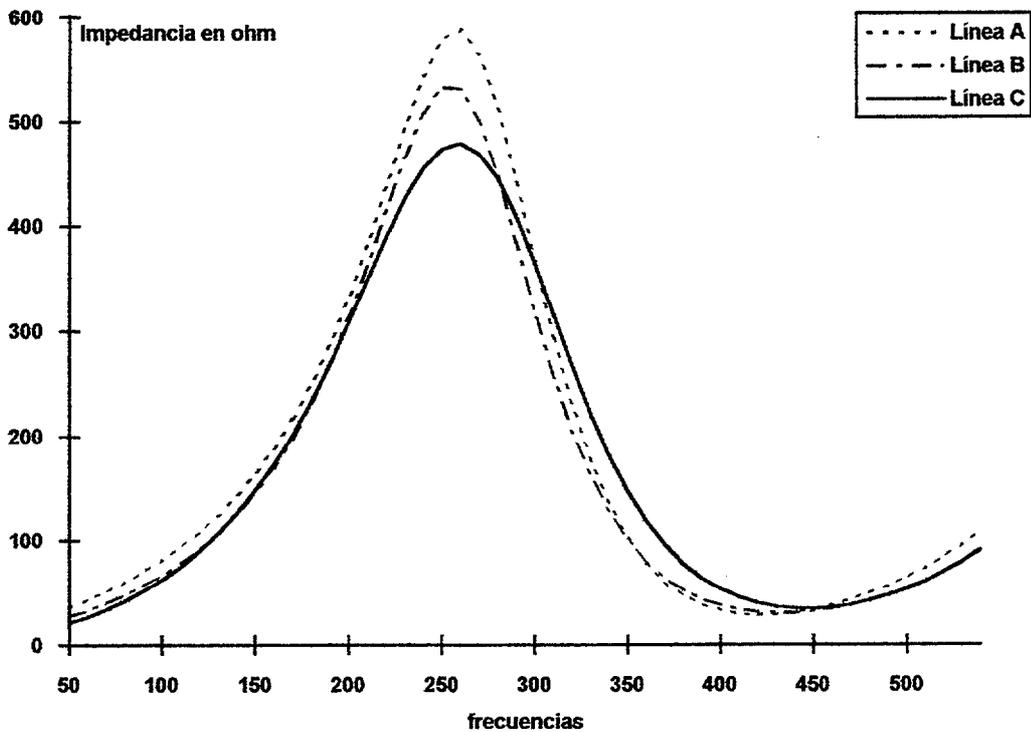


Fig. 6.25: Variación de la impedancia en función de la frecuencia del Sistema Eléctrico de la figura 6.21 sin el filtro

Vemos pues que el sistema eléctrico posee un punto de resonancia paralelo muy cercano a los 260 Hz, prácticamente sobre la 5^o armónica que se veía muy potenciada en los ejemplos anteriores de las figuras 6.8 y 6.10.

Seguidamente pasamos a estudiar cómo influye el filtro conectado en barras de 220Kv. Para ello se muestra en la figura 6.26 el diagrama del lugar de las impedancias con filtro ($R = 0,412 \text{ ohm}$, $L = 13,1 \text{ mH}$, $C = 30,9 \text{ } \mu\text{F}$) empleado en el ejemplo anterior de la figura 6.21. y la variación del módulo de la impedancia en función de la frecuencia en la figura 6.27. En ambos diagramas podemos ver la resonancia serie que se produce a la frecuencia de 250 Hz por efecto del filtro a la 5^a armónica.

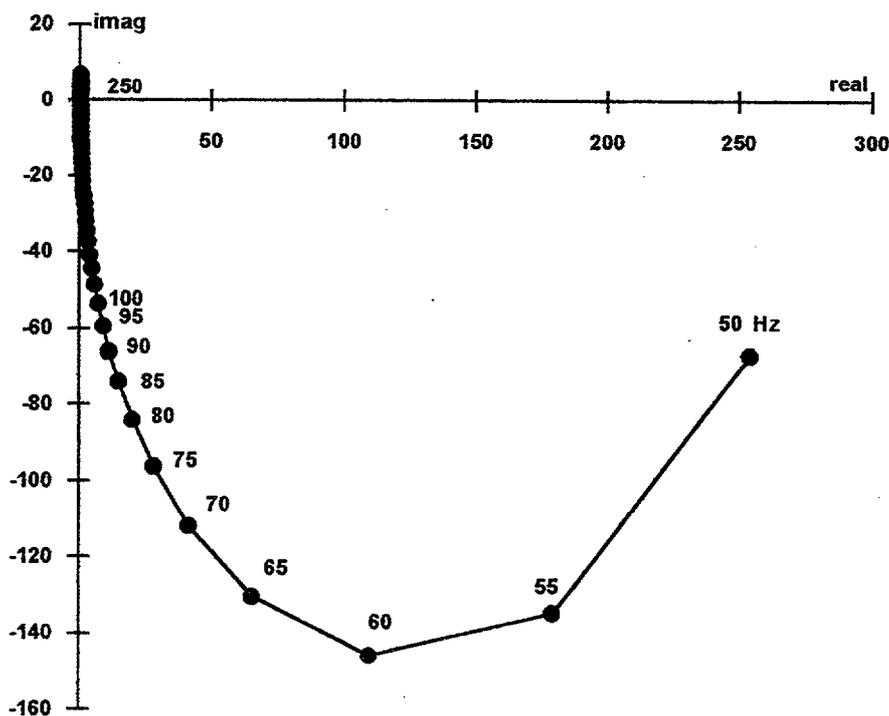


Fig:6.26. Lugar de las impedancias del sistema eléctrico de la figura 6.21 con filtro.

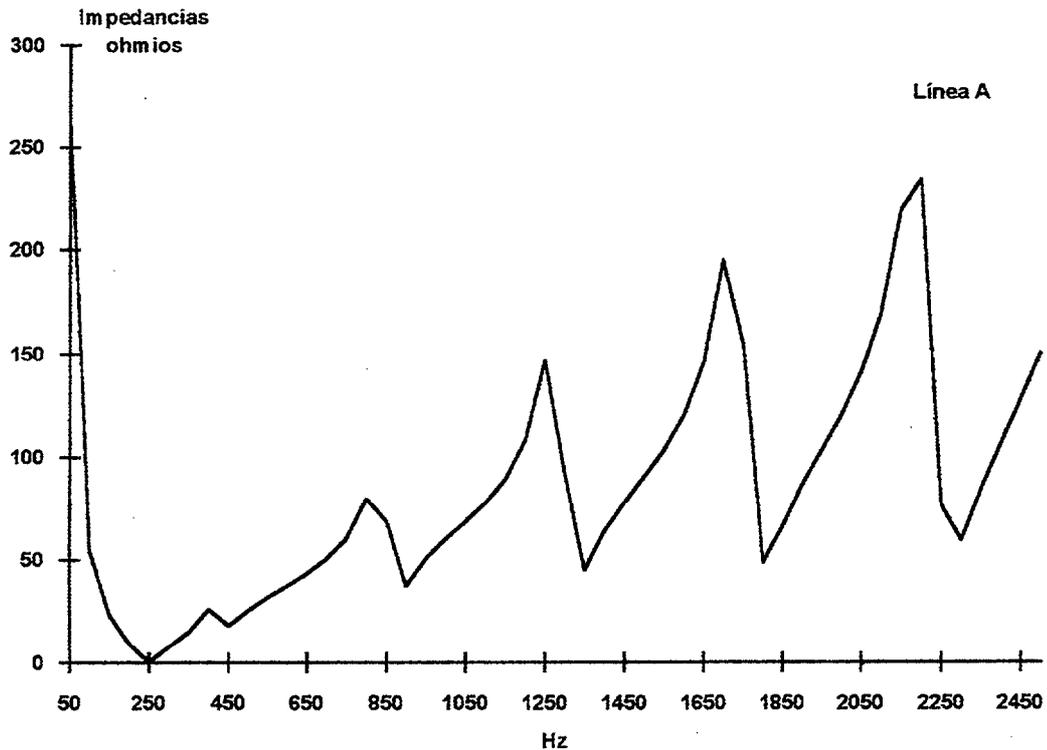


Fig.6.27: Variación de la Impedancia en función de la frecuencia del ejemplo de la figura 6.21 con filtro

El empleo de filtro es por tanto una solución al problema de los armónicos siempre y cuando no planteen problemas de resonancias a otras frecuencias de las que se quieren eliminar [Kraft L.A. Heydt G.T 1984]. Lo normal en la práctica es entonces disponer de ramas LC serie sintonizadas a las frecuencias de los armónicos de orden más bajos. El número de ramas del filtro suele aumentar con la potencia del equipo y también es frecuente añadir un filtro pasa bajo que atenúe los armónicos de frecuencias elevadas aunque de amplitud relativamente pequeña. La figura 6.28 muestra una configuración típica de filtros a la 5^a, 7^a, 11^a, 13^a y más pasa bajo para las frecuencias mayores.

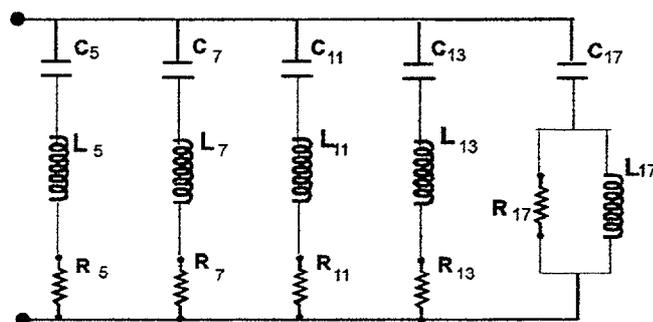


Fig.6.28: Filtros sintonizados a las frecuencias de armónicos producidos por TCR

100

100

100

100

100

CAPÍTULO 7

EFFECTOS DE LA SATURACIÓN DEL TRANSFORMADOR DE CONEXIÓN A RED DEL TCR

7.1 INTRODUCCIÓN

Hasta ahora el compensador TCR ha sido estudiado sin considerar en el análisis armónico la característica no lineal (saturación) que el transformador pueda tener. En este capítulo estudiaremos el efecto de la saturación del transformador en las intensidades armónicas, es decir, estudiaremos el transformador como un elemento no lineal también.

Para ello analizaremos un modelo del transformador que refleje, en funcionamiento la zona de saturación. Seguidamente estudiaremos la influencia que sobre el compensador TCR pudiera tener esta saturación y a la inversa.

Tomaremos inicialmente el TCR en el punto de funcionamiento que no produzca distorsión armónica alguna (disparo a 90°) para así poder analizar solamente las distorsiones armónicas que pudieran producirse en el caso de saturación del transformador.

7.2 MODELO DEL TRANSFORMADOR CON SATURACIÓN

Como se ha descrito en anteriores capítulos, el modelo lineal del transformador se reduce a un modelo en π (*Anexo B*), la modificación del comportamiento del transformador considerando los fenómenos de saturación e histéresis se establecen a partir del circuito que se muestra en la figura 7.1a [Cidrás J., Carrillo C. and Arrillaga J. 1996], [Pierrat L. and Tran-quoc T. 1996].

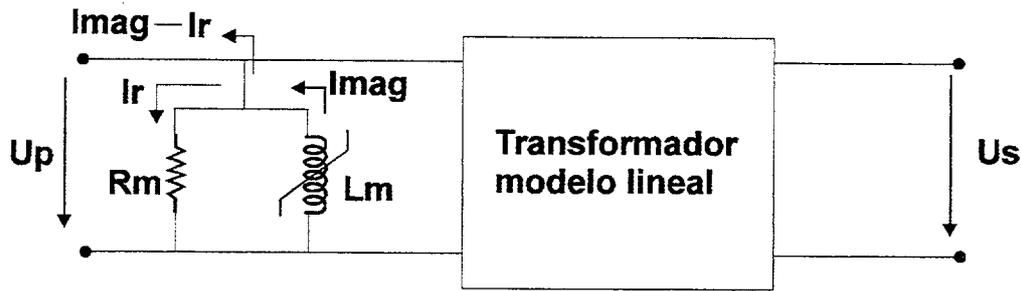


Fig. 7.1a: Modelo del transformador considerando la saturación e histéresis.

donde :

R_m : Resistencia representativa de la histéresis del núcleo magnético.

L_m : Inductancia no lineal que simula la saturación del núcleo magnético

$Imag$: Intensidad de magnetización del transformador.

I_r : Intensidad de pérdidas por corriente Foucault e histéresis.

U_p, U_s : Tensiones en el primario y secundario respectivamente.

De aplicar la regla de sustitución el efecto de la saturación puede expresarse como una fuente de intensidad $Imag$ en vez de una inductancia de este modo se tiene el circuito equivalente de la figura 7.1b.

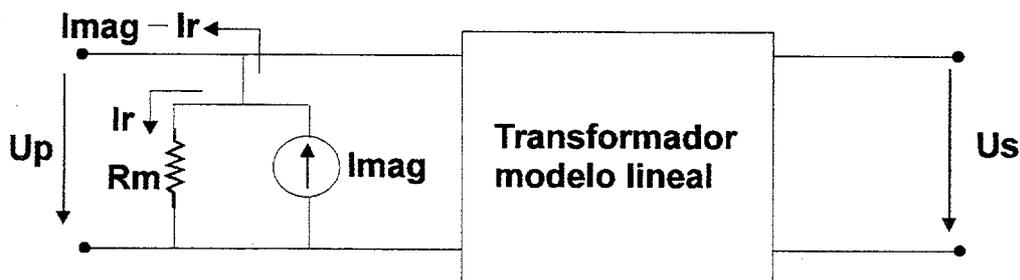


Fig. 7.1b: Modelo del transformador considerando la saturación e histéresis.

donde la $Imag$ es la intensidad de saturación que se calcula a partir de la curva de magnetización ($\phi - imag$) del transformador que pasamos a estudiar en el siguiente apartado.

7.3 CÁLCULO DE LA INTENSIDAD MAGNETIZANTE

La intensidad magnetizante la podremos calcular mediante la curva de magnetización del transformador donde será necesario emplear un proceso iterativo de cálculo que describiremos seguidamente.

7.3.1 Característica magnética

La representación de la característica magnética del transformador puede ser obtenida por diversas maneras [Pierrat L. and Tran-quoc T. 1994; 1996]. En este trabajo utilizaremos una función hiperbólica como la siguiente [Medina, J. 1993].

$$F(i_{\text{mag}}, \phi) = (m_1 \cdot i_{\text{mag}} + b_1 \cdot \phi) \cdot (m_2 \cdot i_{\text{mag}} + b_2 - \phi) - b_1 \cdot b_2 = \varepsilon \cdot \phi \quad 7.1$$

Donde

m_1 : pendiente de la parte no saturada.

m_2 : pendiente de la parte saturada.

b_1 : punto de comienzo de saturación de la intensidad.

b_2 : punto de comienzo de saturación del flujo.

i_{mag} : intensidad de magnetización del transformador

ϕ : flujo magnético

La solución de esta ecuación para un flujo instantáneo positivo es:

$$i_{\text{mag}} = \frac{-B + \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A} \quad 7.2$$

donde

$$A = m_1 m_2$$

$$B = m_1(b_2 - \phi) + m_2(b_1 - \phi)$$

$$C = \phi^2 - \phi(b_1 + b_2 + \varepsilon)$$

Si incluimos el efecto de la resistencia R_m , entonces la intensidad magnetizante considerada será la siguiente:

$$i_{\text{mag}} = \frac{-B + \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A} - \frac{U_p}{R_m} \quad 7.2\text{bis}$$

7.3.2 Cálculo del flujo de corriente alterna.

Considerando el flujo magnético uniformemente distribuido en el núcleo del transformador, este puede ser representado mediante la relación de Faraday siguiente:

$$\phi_{\text{ac}} = \frac{1}{N_1} \cdot \int e(t) \cdot dt \quad 7.3$$

Las pérdidas ocasionadas en las reactancias son generalmente muy pequeñas y por ello las podemos considerar despreciables, en este caso $e(t) \approx u(t)$.

Partiendo de la tensión en barras en el primario del transformador obtendremos mediante la relación 7.3 el flujo correspondiente. En base a adaptar este algoritmo al IHA y dado que la forma de onda de la tensión de entrada es dada punto a punto un número de puntos N_s (siendo N_s el número de muestras obtenidas en un período), se hace necesario utilizar una integración trapezoidal para obtener la forma de onda en función del tiempo también punto a punto.

El algoritmo implementado para la integral trapezoidal es el dado por la siguiente relación:

$$\phi_{\text{ac}} = \frac{1}{N_s} \cdot \int_1^{N_s} V(t) dt = \frac{1}{2 \cdot N_s} [V_{j-1} + V_j] \quad 7.4$$

donde $j=2$ a N_s , aplicando el algoritmo anterior obtenemos el flujo punto a punto:

$$[\phi_1, \phi_2, \phi_3, \dots, \phi_{Ns}] = \frac{1}{2 \cdot N_s} (V_{j-1} + V_j)$$

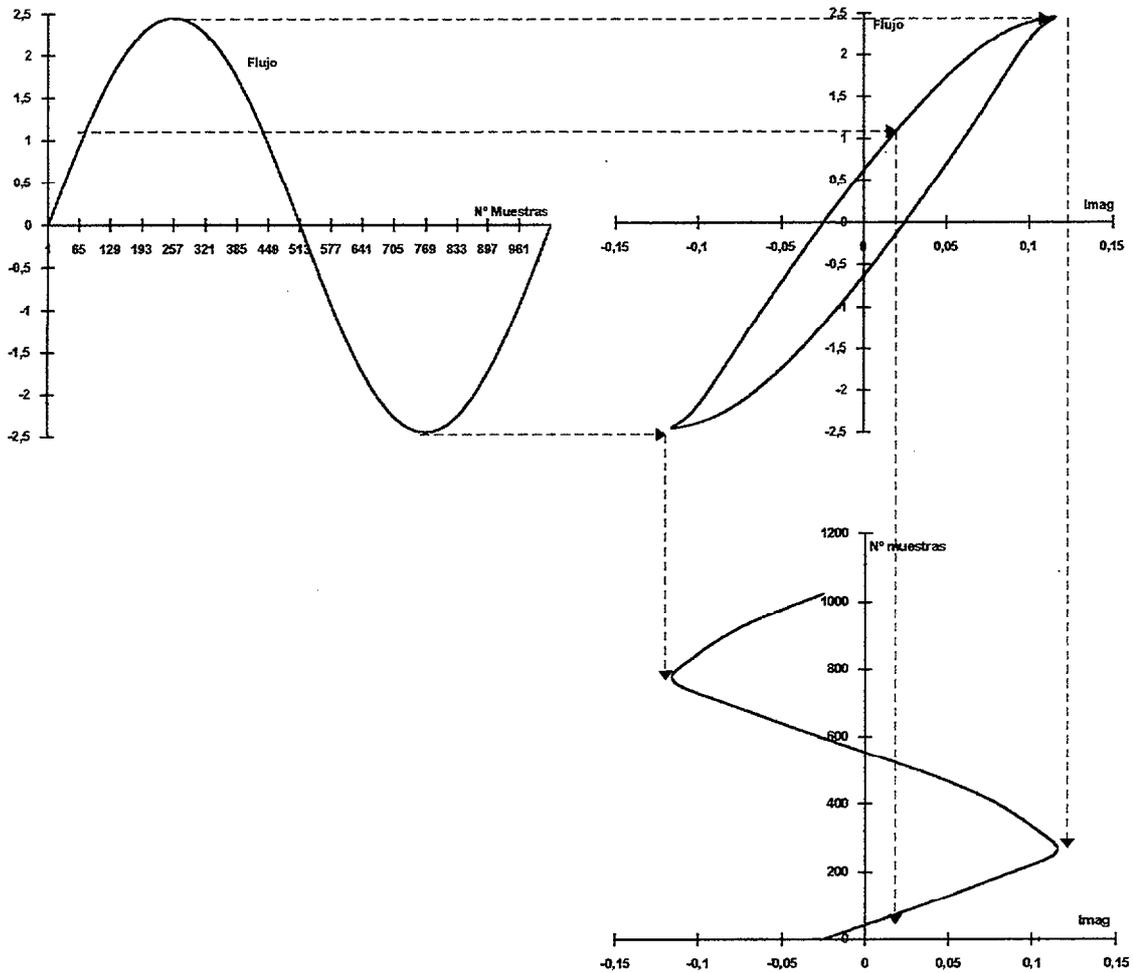


Fig. 7.2: Obtención de la intensidad Imag con histéresis.

Considerando ahora un valor pequeño de la resistencia R_m (grandes pérdidas por Foucault e histéresis) para apreciar mejor su efecto, la intensidad que nos queda será la $Imag$ menos la correspondiente a la que circula por esta resistencia, o sea, $Imag - I_r$ que será la corriente de inyección. Un ejemplo de la característica $(\phi - imag)$ considerando la histéresis donde $m_1 = 27$, $m_2 = 0,5$, $b_1 = 0,0.420$ y $b_2 = 2.55$, $\epsilon = 0$ y $R_m = 100 \Omega$ es representada en la figura 7.2 de donde dada la tensión en el primario obtenemos el flujo y mediante la curva de magnetización obtenemos la intensidad magnetizante $Imag$ correspondiente.

7.3.3 Flujo creado por una componente continua de intensidad

Considerando ahora la posibilidad de que tengamos en el secundario del transformador una componente continua de intensidad producida por ejemplo por un desequilibrio en los disparos de una misma rama de un TCR.

La característica de magnetización de un material magnético sigue la misma forma y tiene los mismos niveles de saturación tanto si es excitado con corriente continua como si lo es en corriente alterna. Sin embargo este no es el caso si ambas excitaciones en continua y alterna son aplicadas simultáneamente.

Dado que la permeabilidad magnética del núcleo del transformador es conocida si el núcleo no está saturado, en el caso de que esta componente continua produzca saturación, su permeabilidad μ_{r0} será desconocida. Por lo tanto, se hace necesario un proceso iterativo para calcularla [Watson N.R., Robbie A. T., Arrillaga J. 1994], [Yacamini R. , De Oliveira, J. 1978].

Dicho proceso iterativo tiene los siguientes pasos:

- 1.- Fijamos un valor de μ_{r0} .
- 2.- Si tenemos una componente continua de intensidad I_{dc} podemos calcular el flujo dc (ϕ_{dc}) producido mediante la siguiente expresión:

$$\phi_{dc} = K \mu_{r0} I_{dc} \quad 7.6$$

donde K es una constante del transformador que dependerá del número de espiras y dimensiones del bobinado, μ_{r0} es el valor inicial de la permeabilidad y I_{dc} es la componente continua inyectada en el secundario del transformador.

- 3.- Seguidamente se calcula el flujo total

$$\phi_T = \phi_{ac} + \phi_{dc} \quad 7.7$$

4.- Con este flujo se calcula la intensidad magnetizante I_{mag} mediante la relación 7.2 o 7.2bis si consideramos el fenómeno de histéresis.

5.- Ahora se calcula mediante la FFT de la intensidad magnetizante total la componente continua I_{mag_dc} de dicha intensidad.

6.- Esta intensidad I_{mag_dc} ha de ser igual y opuesta a la inyectada por el secundario del transformador I_{dc}

$$I_{mag_dc} - I_{dc} = \xi \quad 7.8$$

donde ξ es una tolerancia fijada (en este caso $\xi = 0.00001$). Esto es lo mismo que comparar los flujos producidos por ambas intensidades.

7.- Si el valor de la diferencia de las dos intensidades de la relación 1.8 es superior al de ξ entonces se calcula una nueva permeabilidad por la siguiente relación:

$$\mu_{rJ+1} = \mu_{rJ} \left(1 - \frac{\xi}{I_{dc}} \right) \quad 7.9$$

y se repiten nuevamente los pasos 2, 3, 4, 5 y 6 hasta llegar a una convergencia.

Como hemos visto, en casos de distorsiones armónicas con componentes continuas de intensidad, tenemos un flujo producido por dicha componente continua que se superpone a la ya existente producida por la alterna.

7.3.4 Algoritmo para calcular la intensidad magnetizante y sus componentes armónicas.

Seguidamente se representa en la figura 7.3 como resumen todo el proceso iterativo descrito.

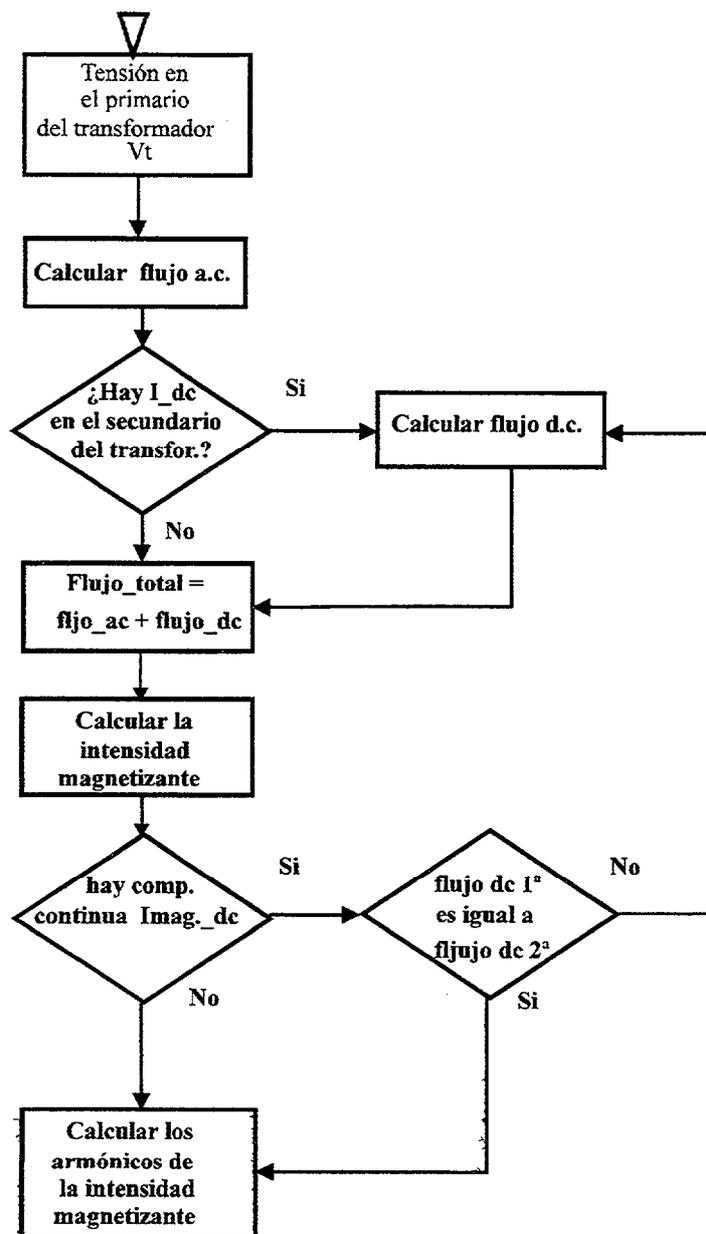


Fig.7.3: Diagrama del algoritmo del proceso iterativo de cálculo de la I_{mag} .

7.4 ANÁLISIS DEL MODELO DEL TRANSFORMADOR

Obtenido hasta aquí todo el proceso de cálculo de la intensidad magnetizante, vamos ahora a analizar el modelo descrito del transformador para diferentes casos de configuraciones en estrella y triángulo antes de pasar a incorporar dicho algoritmo en el Algoritmo Iterativo Armónico IHA.

7.4.1 Caso 1: Transformador en estrella /estrella. Por debajo de la zona de saturación

En este caso, tenemos unas tensiones en barras del primario del transformador de 1 p.u., y el codo de saturación del flujo ac. está en 2.55 lo que indica que la cresta de la tensión no entrará en la zona de saturación, consideramos una R_m más realista que la empleada en la figura 7.2 donde se exageraba el efecto de esta resistencia para ver el fenómeno de histéresis y la deformación que éste produce en la intensidad magnetizante. Concretamente el valor de esta resistencia en transformadores de alta potencia es del orden de los $K\Omega$ pudiéndose llegar a despreciar su efecto. Aquí y en los siguientes casos de simulación utilizaremos un valor de $1 K\Omega$ para que se pueda ver aunque sea un ligero efecto.

La figura 7.4 representa la curva característica de magnetización considerando como hemos dicho el fenómeno de histéresis y la fig. 7.5 representa la intensidad magnetizante. Como se puede ver, la curva de magnetización no es una recta por debajo de la saturación y por ello produce una cierta distorsión en la intensidad magnetizante.

Esta distorsión en la intensidad magnetizante produce armónicos del orden de $2K \pm 1$ pero en este caso de magnitud casi despreciable que podemos ver en la figura 7.6.

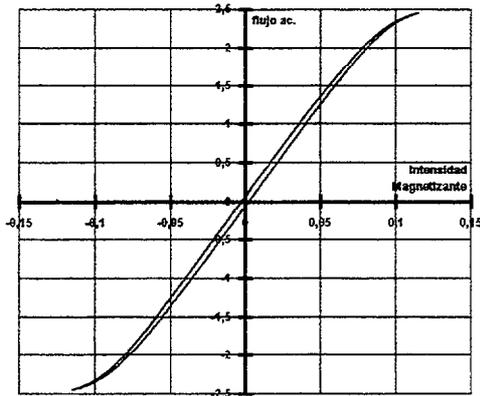


Fig. 7.4: Curva de magnetización

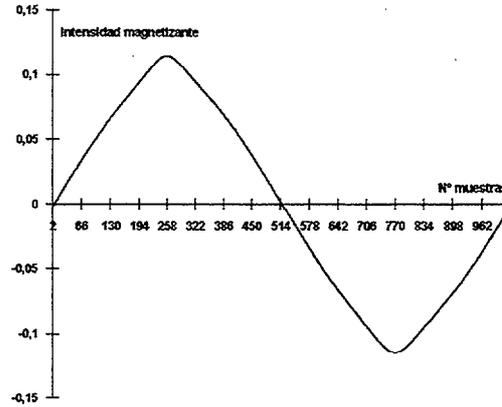


Fig. 7.5: Intensidad magnetizante

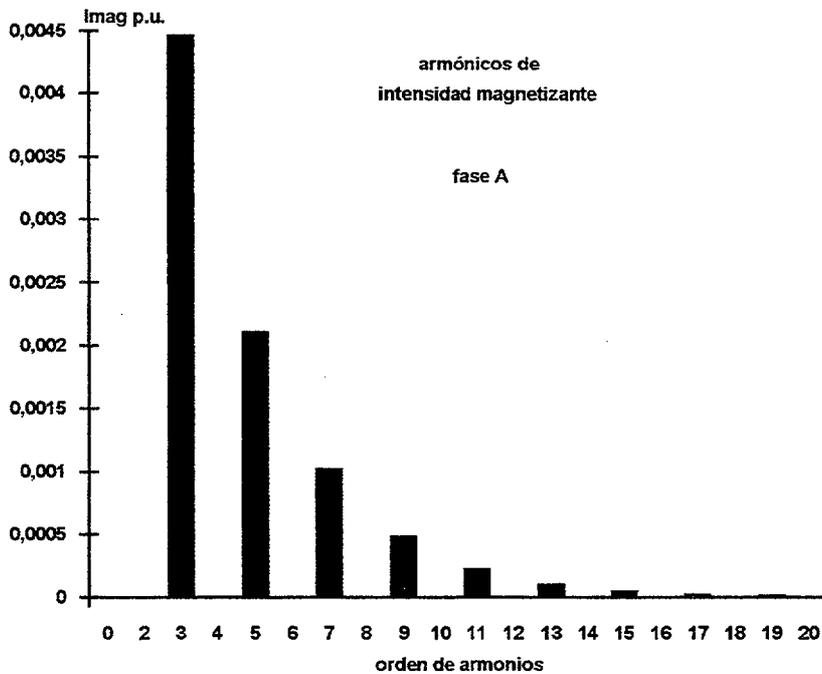


Fig.7.6 : Armónicos de Imag para una tensión 1 p.u.

7.4.2 Caso 2: Transformador en estrella /estrella, en la zona de saturación

En este caso la tensión en barras del primario del transformador es 1.04 p.u. lo que da un valor de cresta de 2.55 p.u. que prácticamente coincide con el valor del codo de saturación de la curva característica de magnetización del transformador.

La figura 7.7 indica dicha curva de magnetización y la figura 7.8 la correspondiente intensidad magnetizante.

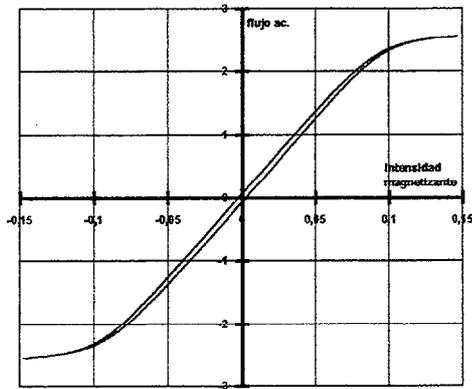


fig.7.7: curva característica de magnetización,
 $V_t = 1.04 \text{ p.u.}$

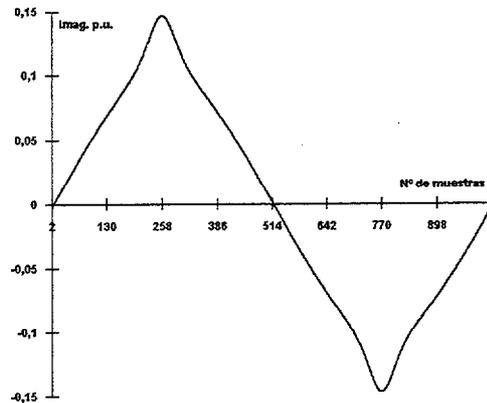


Fig 7.8: Intensidad magnetizante

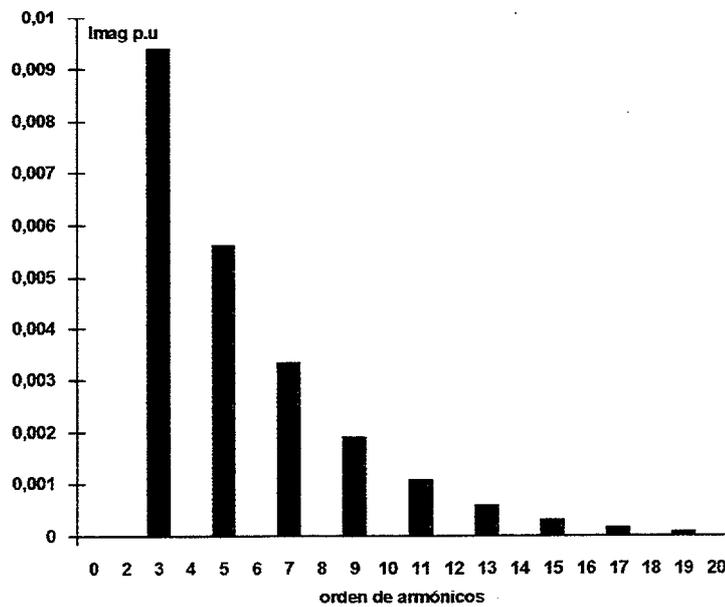


Fig. 7.9: Armónicos de Imag para una tensión de 1.04 p.u

La distorsión de la intensidad magnetizante es más acusada que en el caso anterior aunque el fenómeno de histéresis apenas afecta, los armónicos producidos son ahora de mayor amplitud. La siguiente figura 7.9 muestra dichos armónicos de intensidad.

7.4.3 Caso 3. Transformador en estrella /estrella, con una componente continua

Consideremos ahora la tensión 1.pu. cuya cresta (2,44) está un poco por debajo del codo de saturación del transformador. En este caso la distorsión en la intensidad magnetizante debe ser mínima.

Un caso ya estudiado de un TCR disparado a 90° pero con desequilibrios ligeros en los disparos o bien con caídas de tensión ligeramente diferentes en los tiristores de una misma rama nos puede servir para justificar la existencia de una componente continua.

Fig. 7.10: Flujos en continua y alterna

Fig. 7.12 Curva característica magnetizante

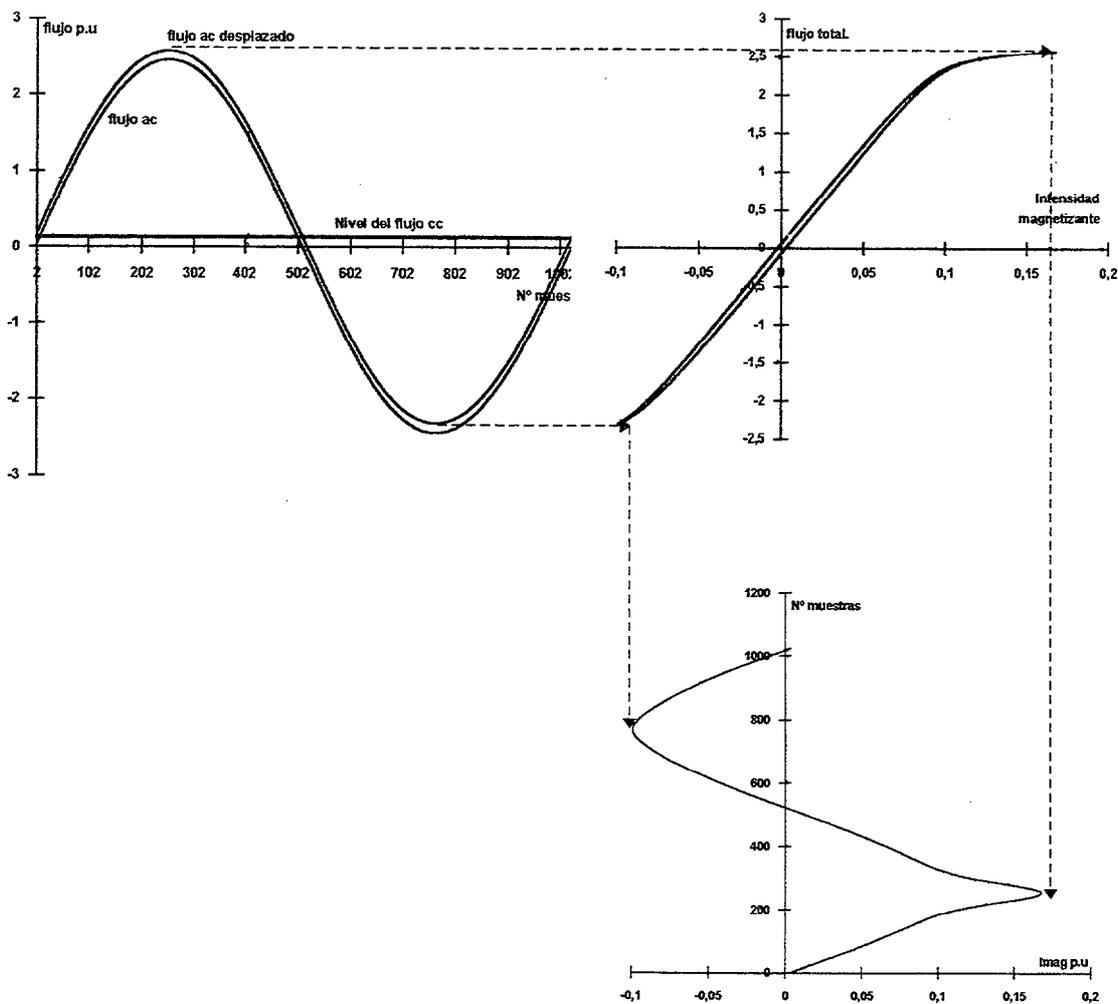


Fig. 7.11: Intensidad magnetizante en la fase A

Así por ejemplo, un solo grado de diferencia en el disparo de los tiristores de una rama produce una componente continua de intensidad que a su vez produce un desplazamiento del flujo como el indicado en la figura 7.10.

Este desplazamiento produce una saturación asimétrica en el transformador como la indicada en la figura 7.12. Las fases que producen esta saturación son la 1ª y la 3ª puesto que la configuración del TCR es en triángulo, no así el transformador.

La figura 7.11 indica la forma de onda de la intensidad magnetizante para este caso. La figura 7.13 indica por último los armónicos producidos en este caso para una sola fase.

Como se puede ver, aparecen además de la componente continua, armónicos de orden par de magnitud elevada en comparación con la magnitud de la intensidad magnetizante a la frecuencia fundamental.

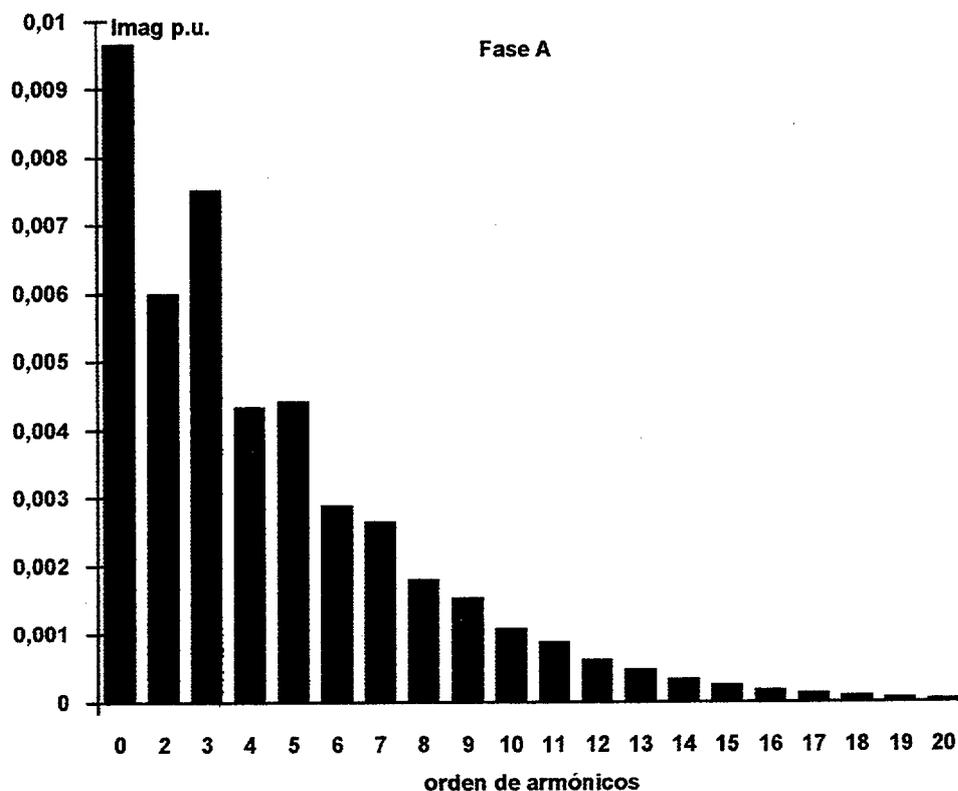


Fig.7.13: Armónicos de intensidad magnetizante en una fase.

7.4.4 Caso 4: Transformador en triángulo/estrella, en la zona de saturación

Analizando de nuevo el caso 2 pero empleando una configuración en triángulo en el primario del transformador podremos eliminar las terceras y sus múltiples armónicas en la línea (intensidades de inyección), no así en las bobinas del primario por donde continuarán circulando.

Estas intensidades se muestran en la figura 7.14. La siguiente figura 7.15 muestra los armónicos correspondientes donde se puede apreciar la desaparición de armónicas triples. Lógicamente la magnitud de estas intensidades y sus armónicos son mayores al ser corrientes compuestas.

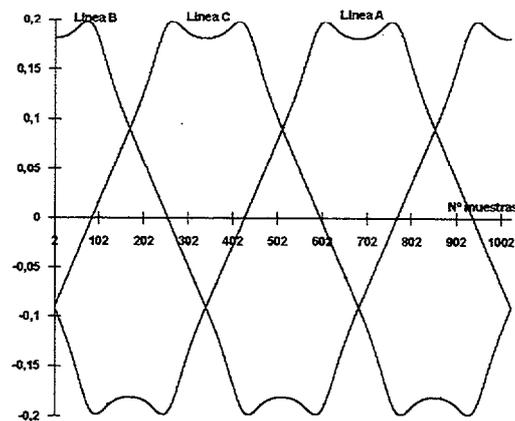


Fig. 7.14: Intensidades magnetizantes de línea

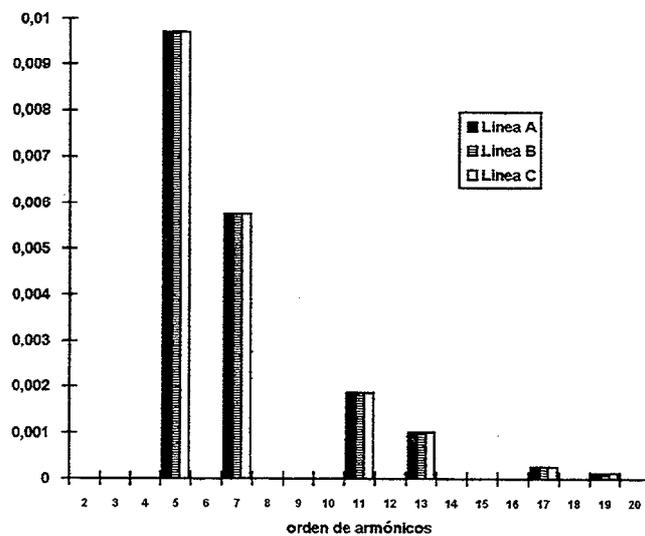


Fig. 7.15: Armónicos de inyección en líneas

7.4.5 Caso 5: Transformador en triángulo/estrella, con una componente continua

En este caso estudiaremos nuevamente la influencia de una componente continua de intensidad en el secundario del transformador, pero a diferencia del caso 3, emplearemos la configuración de triángulo/estrella. La tensión que utilizaremos es de 1 p.u. cuya cresta queda ligeramente por debajo del codo de saturación.

Para producir la componente continua simularemos un desequilibrio de un grado en los ángulos de disparo en una sola rama del TCR.

La siguiente figura 7.16 muestra la distorsión producida por el efecto de la componente continua de intensidad en el secundario del transformador. La fig. 7.17 muestra los armónicos correspondientes para este caso. Como se puede ver, aparecen componentes continuas en las tres fases, además, y a pesar de estar la configuración en triángulo, aparecen también componentes de orden tres en las líneas B y C.

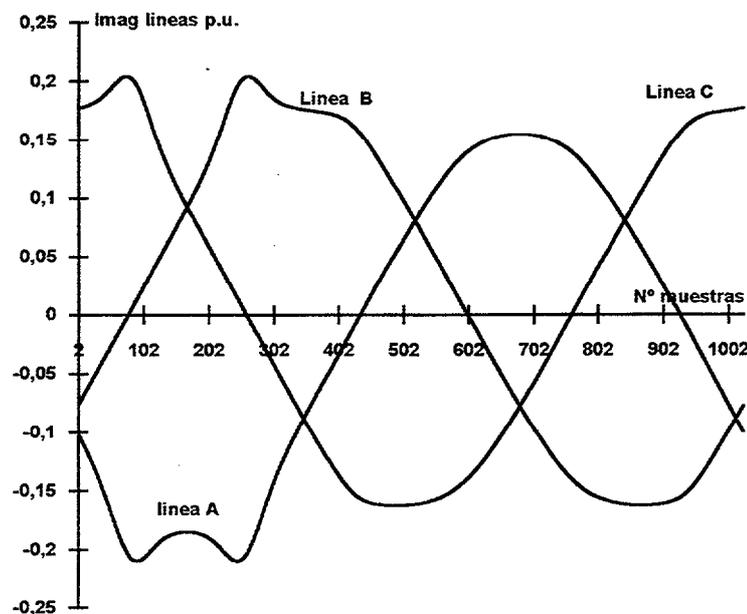


Fig. 7.16: Intensidades magnetizantes de líneas

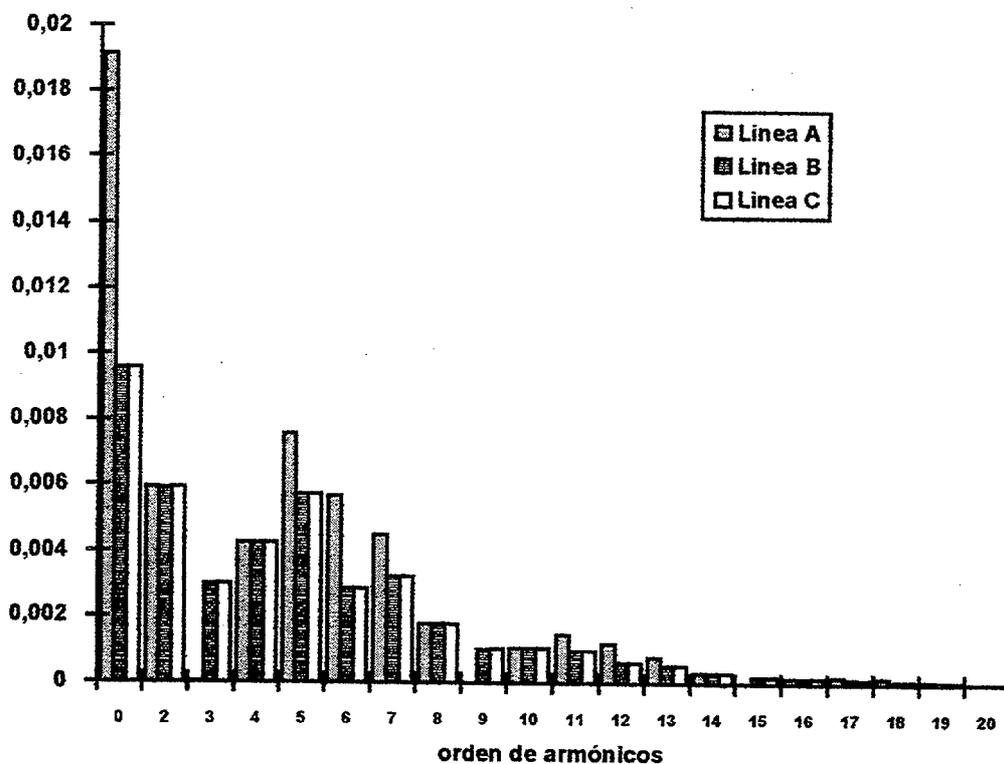


fig.7.17: Armónicos de intensidades magnetizante de líneas

7.5 INCORPORACIÓN EN EL PROCESO ITERATIVO IHA.

Todo lo anterior trata sólo de estudiar las distorsiones producidas por la saturación del transformador en la intensidad magnetizante. Ahora pasaremos a ver como podría afectar esta distorsión en el resto del sistema eléctrico. Así por ejemplo, como afecta esta intensidad en las tensiones de barras y en el propio compensador TCR.

Por tanto, es necesario incorporar el algoritmo de cálculo de la intensidad magnetizante del transformador descrito en el apartado 7.3 en el programa HARMAC-IHA. Para ello, se incorporan las intensidades magnetizantes armónicas de inyección (I_{mag}) calculadas anteriormente en la siguiente ecuación [Arrillaga J., González J., and Cidrás J. 1997]:

$$\begin{bmatrix} I_{mag} \\ I_c \end{bmatrix}_h = [Y_{total}]_h \cdot \begin{bmatrix} V_t \\ V_c \end{bmatrix}_h \quad 7.10$$

donde

- I_{mag} Intensidad magnetizante armónicas de inyección.
- Y_{total} Matriz de admitancias del sistemas ac. y transformador.
- V_t Tensión en barras del primario del transformador.
- V_c Tensión en barras del compensador (secundario del transformador).
- h Armónicos considerados

La matriz Y_{total} como ya hemos visto, estará formada por la matriz de admitancias del sistema a.c., la propia del transformador y filtros si los hubiera. La siguiente relación indica la matriz de admitancias total para cada armónica.

$$[Y_{total}]_h = [Y_{red}]_h + [Y_{trafo}]_h \quad 7.11$$

La admitancia del sistema a.c. o de red es la admitancia vista desde el terminal de barras del primario del transformador. La matriz del transformador es la formada por la admitancia propia del primario Y_{pp} , la del secundario Y_{ss} y las mutuas del primario y secundario Y_{sp} y Y_{ps} respectivamente como indica la relación 7.12.

$$[Y_{trafo}]_h = \begin{bmatrix} Y_{pp} & Y_{ps} \\ Y_{sp} & Y_{ss} \end{bmatrix}_h \quad 7.12$$

Ahora habrá que considerar el aspecto no lineal del transformador. Para ello consideramos la rama de magnetización representada en la figura 7.1b. Dicha rama de magnetización tiene, como hemos visto, un efecto de histéresis representado por R_m y una fuente de intensidad que representa el efecto de saturación del transformador dada por la relación 7.2. Entonces sólo habrá que añadir a la matriz del transformador la admitancia de R_m , o sea:

$$Y_m = 1/R_m \quad 7.13$$

puesto que el efecto de saturación queda representado por la fuente de intensidad I_{mag} como puede apreciarse en la figura 7.18.

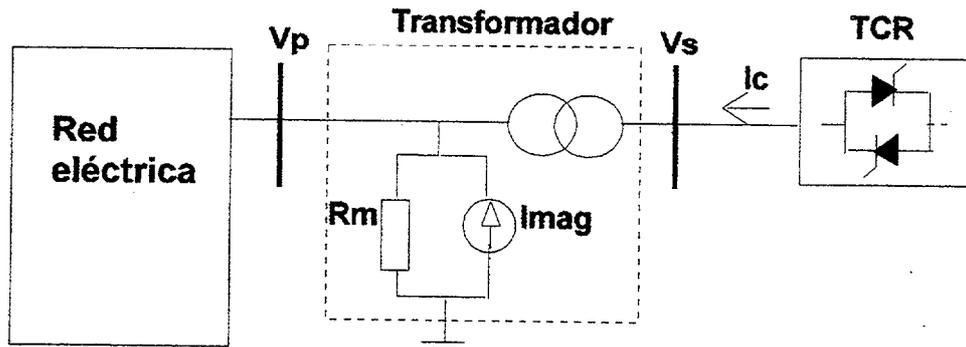


Fig. 7.18: Conexión a red de un compensador TCR a red a través de un transformador

la matriz total en este caso queda como sigue:

$$[Y_{total}]_h = \begin{bmatrix} Y_{red} + Y_{pp} + Y_m & Y_{ps} \\ Y_{sp} & Y_{ss} \end{bmatrix}_h \quad 7.14$$

y la ecuación a resolver será en este caso la siguiente:

$$\begin{bmatrix} I_{mag} \\ I_c \end{bmatrix}_h = \begin{bmatrix} Y_{red} + Y_{pp} + Y_m & Y_{ps} \\ Y_{sp} & Y_{ss} \end{bmatrix}_h \cdot \begin{bmatrix} V_t \\ V_c \end{bmatrix}_h \quad 7.15$$

Esta ecuación es resuelta en cada iteración en el proceso IHA descrito en el capítulo 4 y dentro de cada iteración se efectúa el cálculo de la I_{mag} mediante el proceso iterativo descrito en este capítulo. Vemos pues que son dos procesos iterativos, uno dentro de otro puesto que estamos analizando dos elementos no lineales. La figura 7.19 expresa de forma simplificada ambos procesos iterativos. En este caso la intensidad magnetizante podría tener influencia en las tensiones de barra tanto en el primario como en el secundario del transformador.

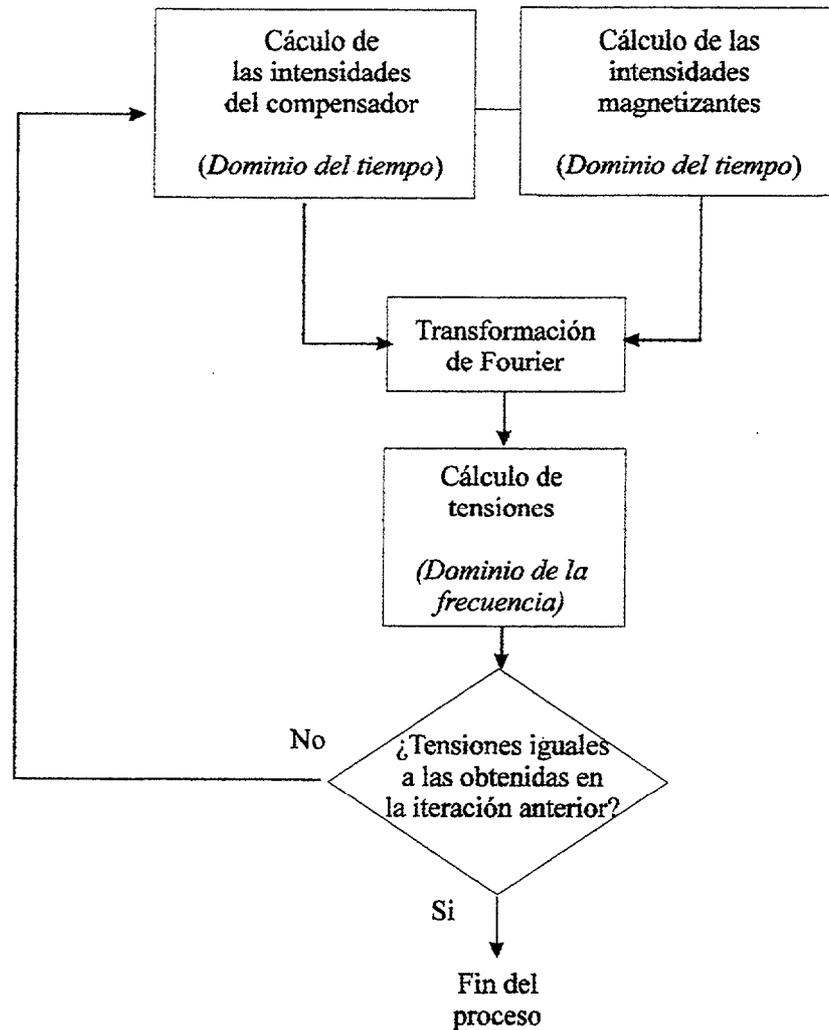


Fig.7.19: Incorporación en el IHA del efecto de la no linealidad del transformador

7.6 ANÁLISIS EN UN SISTEMA ELÉCTRICO : RESULTADOS

Para el estudio de todo lo anterior consideremos el sistema eléctrico de los ejemplos utilizados en capítulos anteriores compuesto por una generación, una línea de transmisión, cargas y un elemento de compensación el cual consta de una batería de condensadores y un TCR tal y como se representa en la figura 7.20. Seguidamente pasamos a analizar varios casos de sobretensiones y desequilibrios.

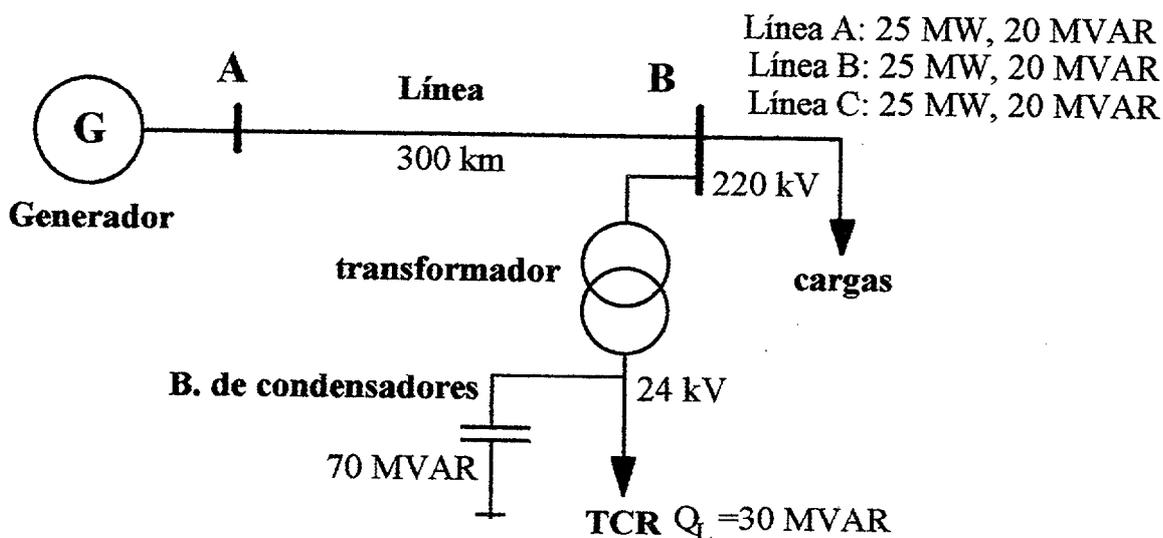


Fig.7.20: Sistema Eléctrico

7.6.1 Caso 6: Sistema Eléctrico con cargas equilibradas

En este caso, la carga de la línea la consideramos totalmente equilibrada. La batería de condensadores compensará el consumo de reactiva de la carga y el TCR intentará funcionar (disparando los tiristores a 90° desde el paso por cero de la tensión) de manera que elimine el exceso de la reactiva producida por la batería. Si esto no se consigue, ya sea por mal funcionamiento en el TCR o por no tener mayor capacidad de consumo de reactiva en las bobinas del mismo, entonces tendremos una sobretensión en barras del primario del transformador, la cual podría llegar a saturar el mismo. El caso que simulamos aquí plantea una sobretensión de 1.05 p.u. con lo cual tendremos una intensidad magnetizante que a su vez provocará armónicos de tensión y éstos a su vez afectarán al TCR el cual inyectará armónicos de intensidad en el sistema eléctrico.

La figura 7.21 muestra los armónicos de tensión en barras del primario del transformador en configuración estrella / estrella y la figura 7.22 los armónicos de intensidad producidos por el TCR.

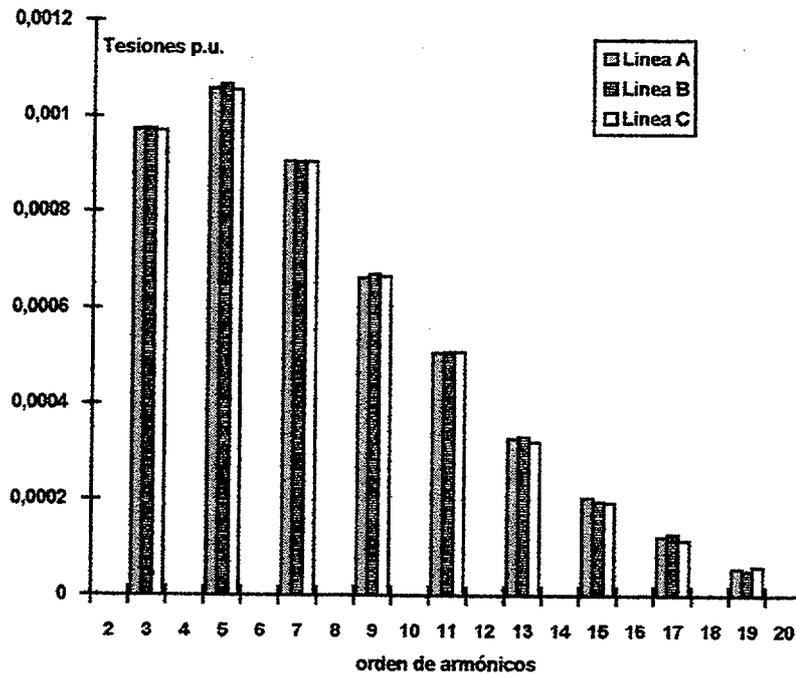


Fig.7.21: Armónicos de tensión en barras del primario del transformador

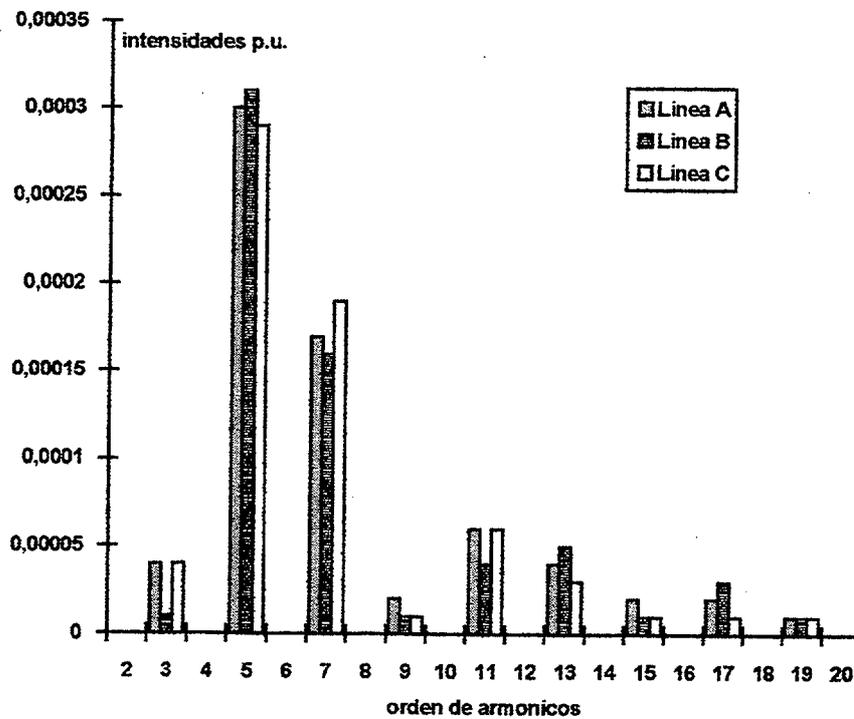


Fig.7.22: Armónicos de intensidad producidos por el compensador

Como podemos ver, a pesar de que el TCR disparado a 90° no debería producir distorsión armónica alguna, se observa en este caso una ligera producción armónica en las intensidades de línea, esto es debido a la distorsión que se produce en la tensión en barras del compensador por efecto de la saturación en el transformador.

7.6.2 **Caso 7: Con componentes continuas**

Otro caso que podría producir saturación en el transformador es cuando se tiene un funcionamiento atípico en el TCR. Así, por ejemplo como ya se ha comentado, para disparos desequilibrados en una sola rama del TCR o bien, cuando se tienen distintas caídas de tensiones en extremos de los tiristores de una sola rama (por mal funcionamiento o cruce de uno de los tiristores puestos en cadena de una rama del TCR).

El caso que simulamos aquí es el disparo desequilibrado de sólo un grado en una de las cadenas de tiristores en una rama del TCR.

La figura 7.23 muestra los armónicos de tensión obtenidos en barras del primario del transformador y la figura 7.24 los armónicos de intensidad producidos por el TCR.

Se puede observar la presencia de una componente continua y armónicos de orden par de intensidad producida por el mal funcionamiento del TCR. Como consecuencia de esto, el transformador entra en la zona de saturación asimétrica provocando una distorsión en la forma de onda de la intensidad magnetizante y ésta a su vez afecta a las tensiones de barra del primario, las cuales también se ven afectadas por los armónicos de orden par del compensador y recíprocamente.

Las terceras armónicas y sus múltiples son producidas más por el efecto de la saturación en el transformador que por el funcionamiento propio del TCR. De esta forma observamos terceras armónicas en las tensiones de barra y en las intensidades inyectadas por el TCR.

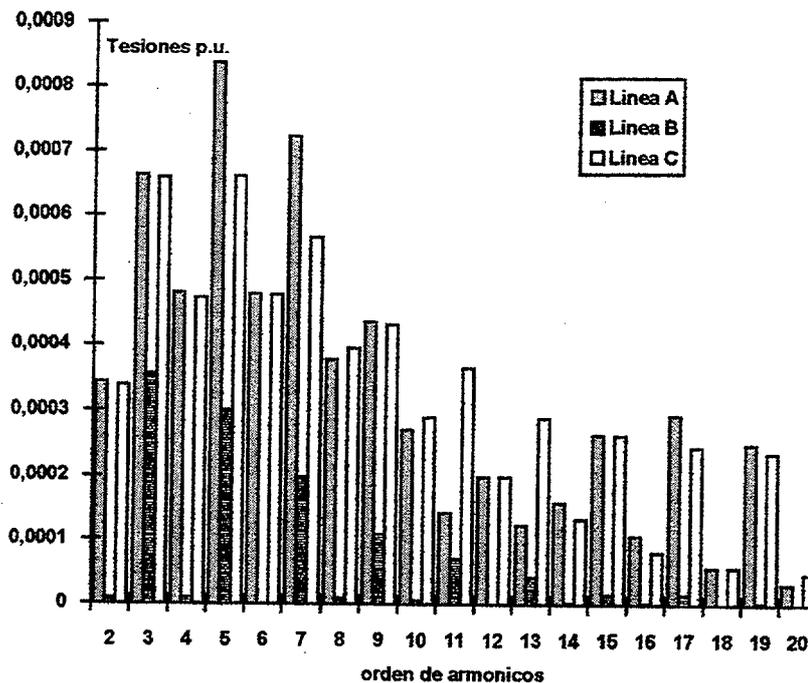


Fig.7.23: Armónicos de tensión en barras del primario del transformador

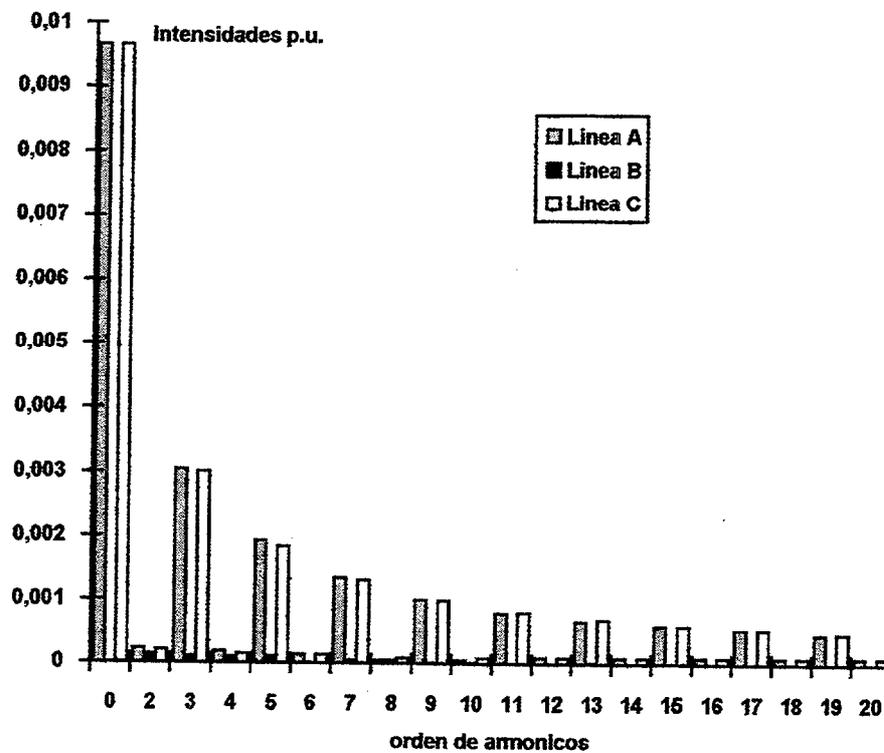


Fig.7.24: Armónicos de intensidad producidos por el TCR.

7.7 Resumen de los casos analizados

En la tabla 7.1 se expone de forma simplificada los resultados obtenidos del análisis efectuado de diferentes caso solamente considerando el transformador.

Casos	Transformado	Curva de magnetización	Armónicos $K = 1, 2, 3...$
Caso 1	Estrella / Estrella	Por debajo de zona saturación	$2K \pm 1$ de intensidad de poca magnitud. Histéresis no afecta.
Caso 2	Estrella / Estrella	Zona de saturación	$2K \pm 1$ de intensidad mayor magnitud que caso 1, histéresis apenas afecta.
Caso 3	Estrella / Estrella	Por debajo de zona saturación. Componente continua de intensidad el 2º del transf., en una fase	$1K$ de intensidad orden par y impar. Fuerte componente continua de intensidad en el 1º del transf. provocado por la saturación asimétrica.
Caso 4	Triángulo/ Estrella	Zona de saturación	$6K \pm 1$ de intensidad equilibrados.
Caso 5	Triángulo/ Estrella	Por debajo de zona de saturación	$1K$ de intensidad orden par e impar. Fuerte desequilibrio en las intensidades de línea y gran componente continua en el 1º del transformador.

Tabla 7.1

Seguidamente, en la tabla 7.2 se expone de forma simplificada los resultados obtenidos del análisis efectuado en diferentes casos bajo el algoritmo IHA, considerando ahora el sistema eléctrico de la figura 7.20 incluyendo el compensador TCR-FC disparado en ambos casos a 90° , con un transformador en configuración estrella / estrella y cargas equilibradas.

Casos	Disparos a 90°	Curva de magnetización	Armónicos $K = 1, 2, 3...$
Caso 6	Equilibrados	Zona saturación	$6K \pm 1$ en tensiones de barras. $6K \pm 1$ en intensidades en el TCR
Caso 7	Desequilibrados en una rama del TCR-FC	Por debajo de la zona de saturación	$1K$ en tensiones de barras de poca magnitud y gran desequilibrio. $2K \pm 1$ en intensidades en el TCR, con fuerte componente continua. Despreciables armónicos de orden par

Tabla 7.2

CAPÍTULO 8

RESUMEN DE CONCLUSIONES Y DESARROLLOS FUTUROS

CONCLUSIONES

Los actuales compensadores de energía reactiva permiten abordar y solucionar en gran parte los problemas que la energía reactiva produce en los sistemas eléctricos, pero han creado, en algunos casos, la necesidad de estudiar otros aspectos de su implantación en las redes eléctricas, como ocurre con la generación de armónicos.

La técnica utilizada para la evaluación de dicha generación armónica fue realizada mediante un programa informático denominado HARMAC-IHA. En esta tesis se aborda el planteamiento analítico de los compensadores TSC, TSR y TCR aportando el modelo temporal y armónico de dichos compensadores realizando además la implantación en dicho programa del modelo temporal y armónico del compensador TCR incluyendo también el modelo armónico del transformador de conexión.

La utilización de la técnica iterativa IHA en interacción con el modelado lineal del sistema eléctrico (HARMAC) se presenta aquí como una técnica idónea para la evaluación armónica de los elementos no lineales considerados en esta tesis, destacando su simplicidad y versatilidad en el empleo de dicha técnica para la evaluación de la polución armónica en un sistema eléctrico de potencia.

La técnica descrita en esta tesis nos permite abordar el estudio en detalle de la polución armónica generada particularmente por el compensador TCR. Dicho compensador en funcionamiento normal produce armónicos de intensidad característicos del orden $6K \pm 1$. La interacción con el sistema eléctrico provoca entre otras cosas la aparición de armónicos de tensión del mismo orden. De igual forma existen casos de desequilibrio en que el TCR se ve afectado produciendo a su vez armónicos no característicos como son los armónicos triples. También es analizado el funcionamiento

anómalo del TCR donde desequilibrios en los disparos de los tiristores ocasiona la producción de armónicos no característicos inclusive armónicos de orden par.

Otro aspecto analizado fue la propagación de la onda estacionaria de tensión a lo largo de una línea de transmisión con y sin transposiciones. Este análisis demuestra que la polución armónica generada en un punto determinado de un sistema eléctrico puede verse ampliada o amortiguada en otros puntos distantes del punto de inyección de las corrientes armónicas. Así por ejemplo si se tiene un solo elemento distorsionante conectado a un sistema eléctrico en un punto considerado, las tensiones armónicas son efectivamente distintas en otros nudos del sistema viéndose inclusive amplificadas por efecto de las resonancias en dichos puntos. Si además tenemos otros elementos distorsionantes conectado en otros nudos, entonces una medida de la polución armónica en diferentes puntos del sistema no daría mucha información de la procedencia de dicha polución. Los casos analizados en esta tesis son sólo aplicados a una línea de transmisión con unas cargas concentradas al final de la misma. Evidentemente la técnica utilizada en esta tesis para tales análisis puede ser empleada en simulaciones de sistemas eléctricos reales, con lo que se tendría una herramienta válida para el análisis de los armónicos de tensión e intensidad en distintos nudos del sistema y así poder estudiar posibles soluciones para su total eliminación.

La interacción del compensador con el sistema eléctrico tiene como queda demostrado, una gran importancia en la magnitud de los armónicos de tensión producidos. Para tal fin se investigó la influencia que la longitud de la línea de transmisión tiene sobre la producción armónica del compensador TCR. Vimos cómo para iguales condiciones de funcionamiento del compensador, ciertas longitudes de la línea producían picos de resonancia, en estos casos fueron analizados la quinta y séptima armónica. También se demostró en el análisis efectuado cómo la compensación mediante TSC o banco de condensadores fijos puede actuar como filtro en un número elevado de frecuencias armónicas pero también la presencia de la compensación capacitiva puede provocar desplazamientos de dichos puntos de resonancia de la línea.

Como método de eliminación de armónicos se investiga las configuraciones multipulsos empleadas en multitud de instalaciones de compensadores del tipo TCR. Se demuestra aquí que bajo situaciones de desequilibrio la efectividad de tales configuraciones no son del todo buenas, quedando ya como última solución la utilización de filtros.

La influencia del transformador de conexión a la red del compensador TCR es también analizada y como hemos dicho se aporta un modelo armónico del transformador y su implantación el algoritmo IHA junto con la implantación de TCR realizándose en este caso dos procesos iterativos principales de forma interactiva entre ellos. Diferentes casos de desequilibrios fueron analizados, la saturación del transformador provocada ya sea por el propio compensador TCR (inyección de corrientes continuas) o por efecto de la compensación capacitiva de un combinado TSC/TCR puede generar la presencia de armónicos no característicos en el sistema.

DESARROLLOS FUTUROS

Como continuación de la presente tesis se considera de interés profundizar en el futuro en los siguientes temas:

a) Implantación de estrategias de control para compensadores en el programa HARMAC-IHA. Los estudios realizados a lo largo de la tesis están relacionados con el análisis del comportamiento de los compensadores TSC, TSR y TCR. En consecuencia, una ampliación de interés es la incorporación de los sistemas de control de dichos compensadores. De este modo el algoritmo podría ser utilizado para simular distintas estrategias de control con la finalidad de optimizar la explotación de los sistemas eléctricos de potencia.

b) Integración de compensadores basados en la técnicas PWM. La aparición de estos compensadores, hoy en día limitada a potencias bajas, cada vez más extendida

parece aconsejar su incorporación en los programas de análisis de sistemas eléctricos de potencia. Por ello, nos parece adecuado plantear desarrollos futuros que vayan en la línea de modelado y simulación de compensadores del tipo PWM y el análisis de su efecto en los sistemas eléctricos de potencia.

c) Estudio de la interacción armónica entre distintos dispositivos no lineales. Los estudios realizados a lo largo de la tesis han sido relacionados con la presencia de compensadores (elemento no lineal) con los transformadores (elemento no lineal) y las redes eléctricas (elemento lineal). Un tema futuro de trabajo sería la utilización de las técnicas desarrolladas a lo largo de la tesis en el estudio del comportamiento de los compensadores conectados a cargas o generadores fuertemente no lineales o con considerables perturbaciones. En concreto, los futuros trabajos se enfocarían en el estudio del control de la tensión en parques eólicos, hornos de arco y lámparas de descargas.

Anexo A

ESTRUCTURA DE LAS MATRICES DE ADMITANCIAS ARMÓNICAS EN EL PROGRAMA HARMAC-IHA

Anexo A:

ESTRUCTURA DE LAS MATRICES DE ADMITANCIAS ARMÓNICAS EN EL PROGRAMA HARMAC-IHA

Tomaremos como ejemplo la red representada por la figura A-1 donde Y_{11} , Y_{12} .. son admitancias, i_a , i_b .., V_a , V_b .. son intensidades y tensiones respectivamente

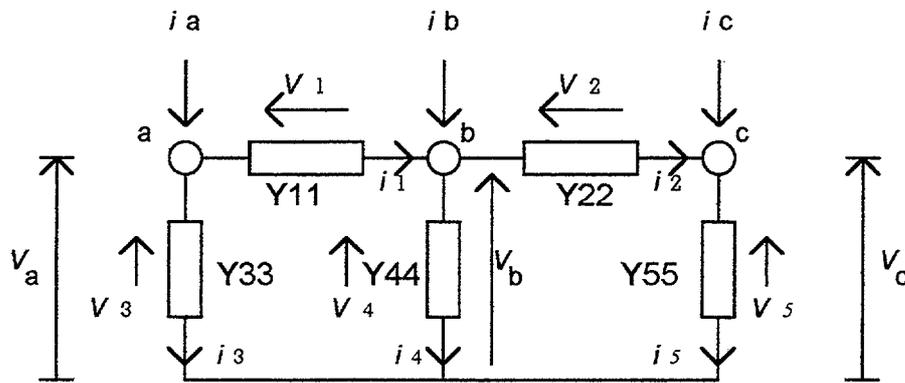


Fig.A-1: Sistema Eléctrico

Considerando ahora separadamente cada rama :

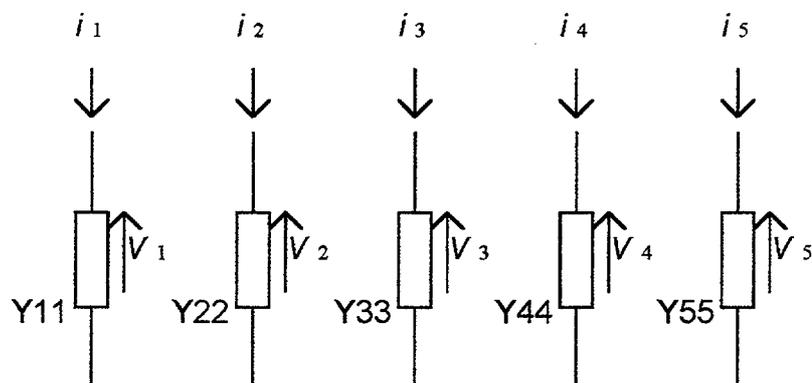


Fig. A-2

y teniendo las admitancias respectivas podemos relacionar la intensidades que circulan por cada rama y las tensiones que se producen. Representando esto de forma matricial:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Y_{22} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Y_{33} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Y_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Y_{55} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \\ V_5 \end{bmatrix} \quad \text{A.1}$$

los elementos que están fuera de la diagonal serían los acoplamientos mutuos entre ramas que por ahora no consideramos en este ejemplo.

Podemos ahora relacionar las tensiones anteriores con las tensiones nodales mediante las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned} V_1 &= V_a - V_b \\ V_2 &= V_b - V_c \\ V_3 &= V_a \\ V_4 &= V_b \\ V_5 &= V_c \end{aligned}$$

y en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \\ V_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad \text{A.2}$$

donde la matriz de relación entre ambas tensiones la denominamos $[C]$.

Análogamente podemos proceder con las intensidades:

$$\begin{aligned} I_a &= I_1 + I_3 \\ I_b &= -I_1 + I_2 + I_4 \\ I_c &= -I_2 + I_5 \end{aligned}$$

que expresándolas de forma matricial:

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_5 \end{bmatrix} \quad \text{A.3}$$

donde la matriz de relación entre ambas intensidades es la matriz transpuesta de $[C]$ o sea $[C]^T$. Multiplicando la ecuación (A.1) por $[C]^T$:

$$[C]^T \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_5 \end{bmatrix} = [C]^T \cdot \begin{bmatrix} Y_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Y_{22} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Y_{33} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Y_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Y_{55} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \\ V_5 \end{bmatrix} \quad \text{A.4}$$

y sustituyendo la ecuación (A.2) en la (A.4) queda

$$[C]^T \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_5 \end{bmatrix} = [C]^T \cdot \begin{bmatrix} Y_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Y_{22} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Y_{33} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Y_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Y_{55} \end{bmatrix} \cdot [C] \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad \text{A.5}$$

siendo

$$[Y_{abc}] = [C]^T \cdot \begin{bmatrix} Y_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Y_{22} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Y_{33} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Y_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Y_{55} \end{bmatrix} \cdot [C] \quad \text{A.6}$$

$$[Y_{abc}] = \begin{bmatrix} Y_{11} + Y_{33} & -Y_{11} & 0 \\ -Y_{11} & Y_{11} + Y_{22} + Y_{44} & -Y_{22} \\ 0 & -Y_{22} & Y_{22} + Y_{55} \end{bmatrix}$$

donde $[Y_{abc}]$ la matriz que relaciona las tensiones nodales con las intensidades nodales, quedando entonces la siguiente relación:

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = [Y_{abc}] \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad \text{A.7}$$

y que para simplificar la representaremos de la siguiente forma:

$$[I_{abc}] = [Y_{abc}] \cdot [V_{abc}] \quad \text{A.8}$$

Haciendo referencia al Sistema Eléctrico de la figura A.1 obtenemos las intensidades nodales en función de las tensiones nodales por la relación A.7 quedando el sistema de ecuaciones como sigue:

$$\begin{aligned} I_a &= (Y_{11} + Y_{33}) \cdot V_a - Y_{11} \cdot V_b \\ I_b &= -Y_{11} \cdot V_a + (Y_{11} + Y_{22} + Y_{44}) \cdot V_b - Y_{22} \cdot V_c \\ I_c &= -Y_{22} \cdot V_b + (Y_{22} + Y_{55}) \cdot V_c \end{aligned} \quad \text{A.9}$$

Consideremos ahora el siguiente ejemplo de la figura A.6 donde tenemos un sistema trifásico que puede ser desequilibrado. Tendremos en cuenta las admitancias propias y mutuas del posible acoplamiento entre fases.

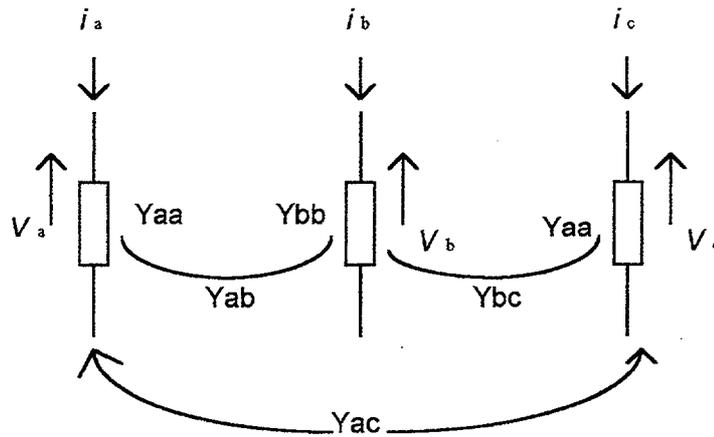


Fig.A-6: Sistema Trifásico considerando admitancias propias y mutuas.

En este caso el sistema de ecuaciones será igual al A.8 siendo la matriz de admitancias $[Y_{abc}]$ igual a:

$$[Y_{abc}] = \begin{bmatrix} Y_{aa} & Y_{ab} & Y_{ac} \\ Y_{ba} & Y_{bb} & Y_{bc} \\ Y_{ca} & Y_{cb} & Y_{cc} \end{bmatrix} \tag{A.10}$$

Utilizando la matriz de transformación $[T_a]$ de las componentes simétricas

$$[V_{012}] = [T_a]^{-1} \cdot [V_{abc}] \tag{A.11}$$

$$[I_{012}] = [T_a]^{-1} \cdot [I_{abc}]$$

sustituyendo la ecuación (A.8) en la (A.11) obtenemos

$$[I_{012}] = [T_a]^{-1} \cdot [Y_{abc}] \cdot [V_{abc}] = [T_a]^{-1} \cdot [Y_{abc}] \cdot [T_a] \cdot [V_{012}] \tag{A.12}$$

siendo

$$[Y_{012}] = [T_a]^{-1} \cdot [Y_{abc}] \cdot [T_a] \tag{A.13}$$

se obtiene:

$$[I_{012}] = [Y_{012}] \cdot [V_{012}] \quad \text{A.14}$$

Admitancia compuesta

En un Sistema Eléctrico trifásico podemos llegar a una simplificación considerable utilizando una sola admitancia compuesta.

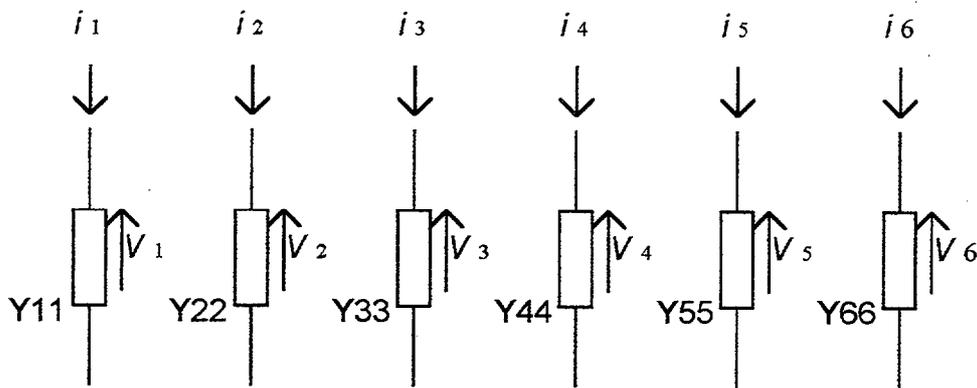


Fig.A-7

Así por ejemplo, si tenemos el sistema representado en la figura A-7 con sus respectivas admitancias por cada rama y sus correspondientes admitancias de acoplamiento mutuo entre ellas, tendremos el siguiente sistema de ecuaciones del sistema eléctrico primitivo formado por la matriz de admitancias, intensidades nodales y tensiones en cada rama.

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_5 \\ I_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} & Y_{14} & Y_{15} & Y_{16} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} & Y_{24} & Y_{25} & Y_{26} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} & Y_{34} & Y_{35} & Y_{36} \\ Y_{41} & Y_{42} & Y_{43} & Y_{44} & Y_{45} & Y_{46} \\ Y_{51} & Y_{52} & Y_{53} & Y_{54} & Y_{55} & Y_{56} \\ Y_{61} & Y_{62} & Y_{63} & Y_{64} & Y_{65} & Y_{66} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \\ V_5 \\ V_6 \end{bmatrix} \quad \text{A.15}$$

Podemos ahora subdividir el sistema de tal forma que:

$$\begin{bmatrix} [I_a] \\ [I_b] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [Y_{aa}] & [Y_{ab}] \\ [Y_{ba}] & [Y_{bb}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [V_a] \\ [V_b] \end{bmatrix} \quad \text{A.16}$$

siendo los elementos de estas matrices a su vez submatrices. Esto es:

$$[I_a] = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix}, \quad [I_b] = \begin{bmatrix} I_4 \\ I_5 \\ I_6 \end{bmatrix} \quad \text{A.17}$$

$$[V_a] = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix}, \quad [V_b] = \begin{bmatrix} V_4 \\ V_5 \\ V_6 \end{bmatrix}$$

De igual forma se obtienen las submatrices de la matriz compuesta de admitancias.

$$\begin{bmatrix} [Y_{aa}] \\ [Y_{ba}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} [Y_{ab}] \\ [Y_{bb}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{14} & Y_{15} & Y_{16} \\ Y_{24} & Y_{25} & Y_{26} \\ Y_{34} & Y_{35} & Y_{36} \end{bmatrix} \quad \text{A.18}$$

$$\begin{bmatrix} [Y_{ba}] \\ [Y_{bb}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{41} & Y_{42} & Y_{43} \\ Y_{51} & Y_{52} & Y_{53} \\ Y_{61} & Y_{62} & Y_{63} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} [Y_{ab}] \\ [Y_{bb}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{44} & Y_{45} & Y_{46} \\ Y_{54} & Y_{55} & Y_{56} \\ Y_{64} & Y_{65} & Y_{66} \end{bmatrix}$$

El Sistema Eléctrico de la figura A-7 lo podemos ahora representar como dos subsistemas mutuamente acoplados como muestra la figura A-8.

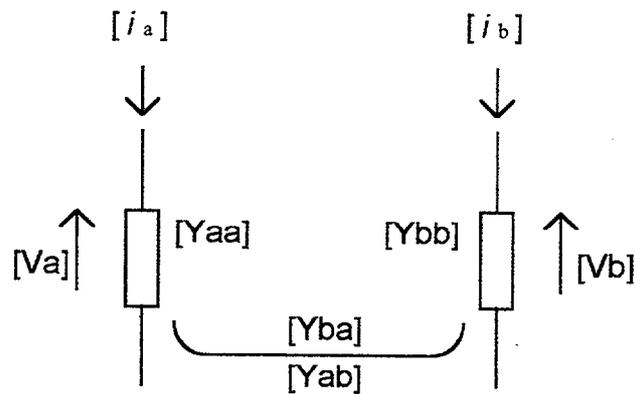


Fig.A-8

Las leyes y ecuaciones aplicadas a la red original son también válidas para el sistema reducido pudiéndose aplicar la técnica de transformación lineal.

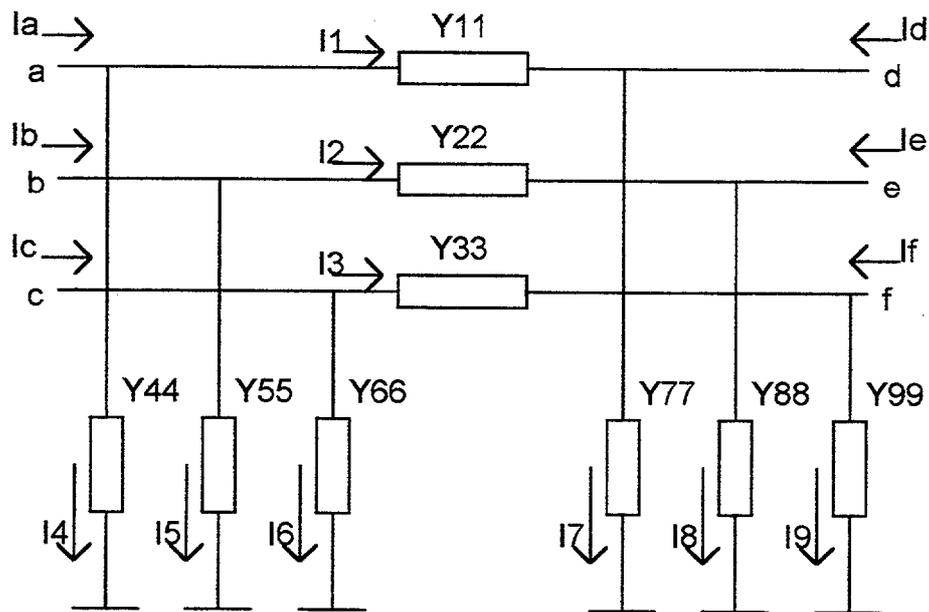


Fig.A-9: Línea de transmisión.

Veamos un ejemplo. Supongamos una línea de transmisión considerando todas las admitancias mutuas y propias entre las tres fases y éstas con respecto a tierra, como se muestra en la figura A-9. Analizando cada rama tenemos

y cada rama de este sistema será:

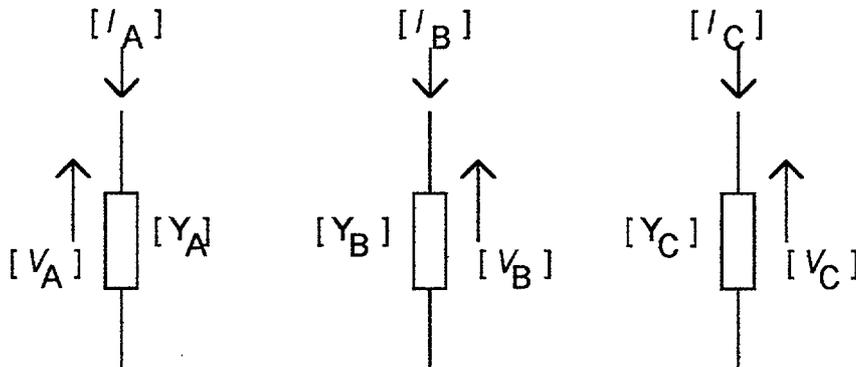


Fig. A-12

cuya matriz reducida de admitancias será:

$$\begin{bmatrix} [Y_A] \\ [Y_B] \\ [Y_C] \end{bmatrix} \quad \text{A.20}$$

Situándonos en el Sistema Eléctrico inicial y mediante una transformación lineal podemos relacionar las tensiones en las ramas con las tensiones nodales como muestra las relaciones A.21,

$$\begin{array}{lll} V_1 = V_a - V_d & V_4 = V_a & V_7 = V_d \\ V_2 = V_b - V_e & V_5 = V_b & V_8 = V_e \\ V_3 = V_c - V_f & V_6 = V_c & V_9 = V_f \end{array} \quad \text{A.21}$$

que en forma matricial quedará:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \\ V_5 \\ V_6 \\ V_7 \\ V_8 \\ V_9 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ V_d \\ V_e \\ V_f \end{bmatrix} \quad \text{A.22}$$

Con lo cual, reduciendo el sistema nos queda la siguiente ecuación:

$$\begin{bmatrix} [V_A] \\ [V_B] \\ [V_C] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [I] & -[I] \\ [I] & 0 \\ 0 & [I] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [V_{abc}] \\ [V_{def}] \end{bmatrix} = [C] \cdot \begin{bmatrix} [V_{abc}] \\ [V_{def}] \end{bmatrix} \quad \text{A.23}$$

Análogamente se obtendrían las intensidades nodales en función de las intensidades en las ramas, la relación sería como sigue:

$$[I_{abcdef}] = [C]^T \cdot [I_{123456789}] \quad \text{A.24}$$

o bien en forma reducida:

$$\begin{bmatrix} [I_{abc}] \\ [I_{def}] \end{bmatrix} = [C]^T \cdot \begin{bmatrix} [I_A] \\ [I_B] \\ [I_C] \end{bmatrix} \quad \text{A.25}$$

siendo $[C]^T$ la matriz traspuesta de la relación de la ecuación (A.22). Partiendo del Sistema Eléctrico inicial tenemos la siguiente relación entre las intensidades y tensiones en las ramas:

$$[I_{123456789}] = [Y_{inicial}] \cdot [V_{123456789}] \quad \text{A.26}$$

$$\begin{bmatrix} [I_A] \\ [I_B] \\ [I_C] \end{bmatrix} = [Y_{inicial}] \cdot \begin{bmatrix} [V_A] \\ [V_B] \\ [V_C] \end{bmatrix} \quad \text{A.27}$$

con lo cual y mediante una transformación lineal obtenemos la relación entre las tensiones e intensidades nodales.

$$\begin{bmatrix} [I_{abc}] \\ [I_{def}] \end{bmatrix} = [Y_{nudos}] \cdot \begin{bmatrix} [V_{abc}] \\ [V_{def}] \end{bmatrix} \quad \text{A.28}$$

sustituyendo las relaciones A.25, A.27, A.23 en A.28 obtenemos la matriz de admitancias obtenida por la siguiente transformación A.29.

$$[Y_{nudos}] = [C]^T \cdot [Y_{inicial}] \cdot [C] \quad \text{A.29}$$

Anexo B

MODELOS DE LOS COMPONENTES DE LOS SISTEMAS ELÉCTRICOS UTILIZADOS EN EL PROGRAMA HARMAC-IHA

ANEXO B

MODELOS LINEALES DE LOS COMPONENTES DEL SISTEMA ELÉCTRICO UTILIZADOS EN EL PROGRAMA HARMAC-IHA

Modelado de generadores

En general, podemos considerar que un generador síncrono no produce armónicos de tensión, aunque la máquina síncrona de polos salientes en presencia de asimetrías o distorsión de cargas, generan fuerzas electromotrices armónicas. Sin embargo, este efecto es relativamente pequeño y en este trabajo lo podemos despreciar.

En este sentido la máquina síncrona será vista por el resto del Sistema Eléctrico como una simple impedancia. Dicha impedancia tendrá un valor de la subtransitoria para las secuencia negativa, positiva y cero.

Modelado de cargas

Al igual que el generador, las cargas pueden ser modeladas por simples impedancias independientes para cada fase. En este caso combinando también la potencia activa y reactiva que consume. Se proponen cuatro tipos de modelos de cargas en las que se combinan casos en que las potencias activas o reactivas dependen o no de la frecuencia. A este respecto la figura B-1 representa una carga dada por su potencias activas y reactivas pero solo la parte reactiva depende de la frecuencia.

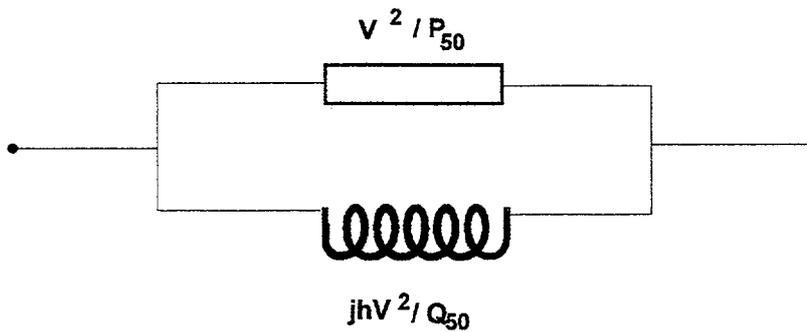


Fig.B-1: Modelado de cargas

Donde P_{50} y Q_{50} representan las potencias activas y reactivas a 50 Hz y h es el número de armónicos.

Modelado de transformadores

En este trabajo hemos tomado el modelo representado en la figura B-2 por ser uno de los más utilizados en estudios de penetración de armónicos donde X_{50} es la reactancia de dispersión a la frecuencia fundamental, y h es el armónico considerado.

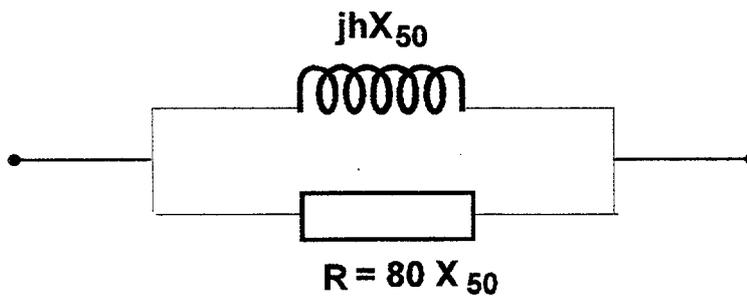


Fig.B-2: Modelo de transformador

En este sentido tal y como comentaremos en el capítulo 4 podemos representar un transformador trifásico por sus impedancias propias y mutuas en principio sin considerar la saturación del mismo.

Los transformadores con regulación y los acoplamientos debido al índice horario presentan el mismo modelo armónico que para la señal fundamental salvo para el signo del desfase del acoplamiento que cumplen:

- Para armónicos múltiplos de 3: Desfase 0°
- Para armónicos de secuencia directa: Esto es, 4,7,10,13...: Desfase igual que la señal fundamental.
- Para Armónicos de secuencia inversa: Esto es, 2,5,8,11,...: Desfase opuesto al de la señal fundamental.

Modelado de líneas de transmisión.

Como ya hemos comentado en el capítulo 4 podría representar una línea de transmisión con sus acoplamientos propios, mutuos y con respecto a tierra. A este respecto, el modelo armónico de una línea de transmisión puede establecerse por un modelo en π para cada frecuencia armónica que se considere, por consiguiente el modelo armónico de una línea puede quedar reflejado en la figura B-3, donde X_{50} representa la reactancia inductiva a 50Hz y Bc_{50} la subceptancia capacitiva también a 50 Hz, y h es en este caso la relación entre la frecuencia considerada y la fundamental (50Hz), esto es, $h = f/f_0$.

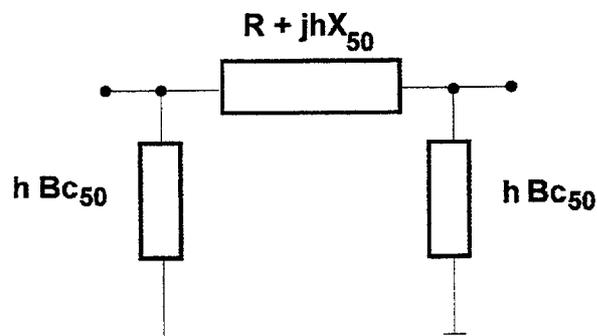


Fig.B-3: Modelo para línea de transmisión

Anexo C

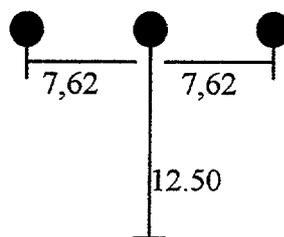
CARACTERÍSTICAS DE LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN UTILIZADA EN LOS EJEMPLOS DE SIMULACIÓN

ANEXO C

CARACTERÍSTICAS DE LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN UTILIZADA EN LOS EJEMPLOS DE SIMULACIÓN

La simulación descrita en este capítulo ha sido realizada sobre una línea de transmisión de las siguientes características:

- Tensión nominal: 220Kv.
- Tipo de conductor 30/3,71 + 7/3,71 ACSR x 2 conductores agrupados (0,460 metros).
- Frecuencia fundamental: 50 Hz
- Resistividad de tierra: 100 ohmios/m.



Distribución geométrica de los conductores en metros

La matriz de impedancias (Ohm/km) de la línea es:

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} 0,0932 + j \cdot 0,5979 & 0,0479 + j \cdot 0,3034 & 0,0479 + j \cdot 0,2599 \\ 0,0479 + j \cdot 0,3034 & 0,0932 + j \cdot 0,5979 & 0,0479 + j \cdot 0,3034 \\ 0,0479 + j \cdot 0,2599 & 0,0479 + j \cdot 0,3034 & 0,0932 + j \cdot 0,5979 \end{bmatrix}$$

Y la matriz de admitancias ($\mu\text{mho/km}$) es:

$$\mathbf{B}_c = \begin{bmatrix} 3,1798 \cdot j & -0,6301 \cdot j & -0,2248 \cdot j \\ -0,6301 \cdot j & 3,2888 \cdot j & -0,6301 \cdot j \\ -0,2248 \cdot j & -0,6301 \cdot j & 3,1798 \cdot j \end{bmatrix}$$

Anexo D

MATRICES DE ADMITANCIAS

Anexo D**MATRICES DE ADMITANCIAS****D-1 Matriz de admitancias de la red eléctrica. Ejemplo capítulo 5**

Matriz de Admitancias obtenida en el punto B del Sistema Eléctrico de la figura 5.20 del capítulo 5 para cargas equilibradas de 25 MW 20 MVA y compensación de 70 MVar. Armónicos de 50 a 500 Hz

MATRIZ DE ADMITANCIAS (PUNTO B) PARA 50 HZ					
.0019	-.0008	-.0001	.0006	.0000	.0005
-.0001	.0006	.0020	-.0009	-.0001	.0006
.0000	.0005	-.0001	.0006	.0019	-.0008
MATRIZ DE ADMITANCIAS (PUNTO B) PARA 100 HZ					
.0039	.0031	.0017	-.0012	.0020	-.0011
.0017	-.0012	.0035	.0034	.0017	-.0012
.0020	-.0011	.0017	-.0012	.0039	.0031
MATRIZ DE ADMITANCIAS (PUNTO B) PARA 150 HZ					
.0064	-.0048	-.0029	.0044	-.0014	.0036
-.0029	.0044	.0076	-.0056	-.0029	.0044
-.0014	.0036	-.0029	.0044	.0064	-.0048
MATRIZ DE ADMITANCIAS (PUNTO B) PARA 200 HZ					
.0030	.0042	.0008	.0006	.0011	.0005
.0008	.0006	.0028	.0041	.0008	.0006
.0011	.0005	.0008	.0006	.0030	.0042
MATRIZ DE ADMITANCIAS (PUNTO B) PARA 250 HZ					
.0025	.0085	-.0002	-.0014	.0000	-.0012
-.0002	-.0014	.0026	.0087	-.0002	-.0014
.0000	-.0012	-.0002	-.0014	.0025	.0085
MATRIZ DE ADMITANCIAS (PUNTO B) PARA 300 HZ					
.0043	.0033	-.0006	.0028	.0002	.0021
-.0006	.0028	.0046	.0026	-.0006	.0028
.0002	.0021	-.0006	.0028	.0043	.0033
MATRIZ DE ADMITANCIAS (PUNTO B) PARA 350 HZ					
.0023	.0087	.0001	.0000	.0003	-.0001
.0001	.0000	.0023	.0087	.0001	.0000
.0003	-.0001	.0001	.0000	.0023	.0087

MATRIZ DE ADMITANCIAS (PUNTO B) PARA 400 HZ

.0036	.0141	-.0003	-.0017	-.0001	-.0015
-.0003	-.0017	.0037	.0142	-.0003	-.0017
-.0001	-.0015	-.0003	-.0017	.0036	.0141

MATRIZ DE ADMITANCIAS (PUNTO B) PARA 450 HZ

.0033	.0088	-.0004	.0016	.0001	.0010
-.0004	.0016	.0035	.0084	-.0004	.0016
.0001	.0010	-.0004	.0016	.0033	.0088

MATRIZ DE ADMITANCIAS (PUNTO B) PARA 500 HZ

.0025	.0137	.0002	.0000	.0003	.0000
.0002	.0000	.0025	.0136	.0002	.0000
.0003	.0000	.0002	.0000	.0025	.0137

D-2 Matriz de admitancias de la red eléctrica. Ejemplo Capítulo 6

Matriz de admitancias obtenida en el punto B del sistema Eléctrico de la figura 6.6. del capítulo 6. Cargas equilibradas 3 x 25 Mw 20 MVar 10 armónicos, valores por unidad

SISTEMA DE ADMITANCIAS EN MHOS 50 HZ

.0026	-.0077	-.0004	.0024	-.0002	.0016
-.0004	.0024	.0028	-.0082	-.0004	.0024
-.0002	.0016	-.0004	.0024	.0026	-.0077

SISTEMA DE ADMITANCIAS EN MHOS 100 HZ

.0019	-.0040	-.0001	.0011	.0000	.0007
-.0001	.0011	.0020	-.0042	-.0001	.0011
.0000	.0007	-.0001	.0011	.0019	-.0040

SISTEMA DE ADMITANCIAS EN MHOS 150 HZ

.0018	-.0024	-.0001	.0006	.0000	.0004
-.0001	.0006	.0018	-.0025	-.0001	.0006
.0000	.0004	-.0001	.0006	.0018	-.0024

SISTEMA DE ADMITANCIAS EN MHOS 200 HZ

.0018	-.0013	.0000	.0003	.0000	.0003
.0000	.0003	.0018	-.0013	.0000	.0003
.0000	.0003	.0000	.0003	.0018	-.0013

SISTEMA DE ADMITANCIAS EN MHOS 250 HZ

.0019	-.0001	.0000	.0001	.0001	.0003
.0000	.0001	.0019	-.0001	.0000	.0001
.0001	.0003	.0000	.0001	.0019	-.0001

SISTEMA DE ADMITANCIAS EN MHOS 300 HZ

.0027	.0016	.0005	.0001	.0007	.0005
.0005	.0001	.0025	.0015	.0005	.0001
.0007	.0005	.0005	.0001	.0027	.0016

SISTEMA DE ADMITANCIAS EN MHOS 350 HZ

.0040	.0013	.0010	-.0026	.0015	-.0022
.0010	-.0026	.0037	.0022	.0010	-.0026
.0015	-.0022	.0010	-.0026	.0040	.0013

SISTEMA DE ADMITANCIAS EN MHOS 400 HZ

.0064	.0064	-.0027	-.0052	-.0009	-.0042
-.0027	-.0052	.0082	.0079	-.0027	-.0052
-.0009	-.0042	-.0027	-.0052	.0064	.0064

SISTEMA DE ADMITANCIAS EN MHOS 450 HZ

.0088	-.0103	-.0032	.0043	-.0034	.0041
-.0032	.0043	.0087	-.0106	-.0032	.0043
-.0034	.0041	-.0032	.0043	.0088	-.0103

SISTEMA DE ADMITANCIAS EN MHOS 500 HZ

.0029	-.0049	-.0005	.0019	-.0003	.0017
-.0005	.0019	.0030	-.0052	-.0005	.0019
-.0003	.0017	-.0005	.0019	.0029	-.0049

D-3 Matriz total de admitancias. Ejemplo capítulo 6

Incluye el sistema eléctrico (matriz D-2) en el punto B del ejemplo de la figura 6.6 más el transformador en la configuración estrella/estrella

MATRIZ DE ADMITANCIAS TOTALES PARA 50Hz										
1.264	-4.727	-.194	1.162	-.097	.774	-.006	1.000	.000	.000	.000
-.194	1.162	1.361	-4.969	-.194	1.162	.000	.000	-.006	1.000	.000
-.097	.774	-.194	1.162	1.264	-4.727	.000	.000	.000	.000	-.006
-.006	1.000	.000	.000	.000	.000	.006	-1.000	.000	.000	.000
.000	.000	-.006	1.000	.000	.000	.000	.000	.006	-1.000	.000
.000	.000	.000	.000	-.006	1.000	.000	.000	.000	.000	.006
MATRIZ DE ADMITANCIAS TOTALES PARA 100Hz										
.925	-2.436	-.048	.532	.000	.339	-.006	.500	.000	.000	.000
-.048	.532	.974	-2.533	-.048	.532	.000	.000	-.006	.500	.000
.000	.339	-.048	.532	.925	-2.436	.000	.000	.000	.000	-.006
-.006	.500	.000	.000	.000	.000	.006	-.500	.000	.000	.000
.000	.000	-.006	.500	.000	.000	.000	.000	.006	-.500	.000
.000	.000	.000	.000	-.006	.500	.000	.000	.000	.000	.006
MATRIZ DE ADMITANCIAS TOTALES PARA 150Hz										
.877	-1.495	-.048	.290	.000	.194	-.006	.333	.000	.000	.000
-.048	.290	.877	-1.543	-.048	.290	.000	.000	-.006	.333	.000
.000	.194	-.048	.290	.877	-1.495	.000	.000	.000	.000	-.006
-.006	.333	.000	.000	.000	.000	.006	-.333	.000	.000	.000
.000	.000	-.006	.333	.000	.000	.000	.000	.006	-.333	.000
.000	.000	.000	.000	-.006	.333	.000	.000	.000	.000	.006

MATRIZ DE ADMITANCIAS TOTALES PARA 200Hz											
.877	-.879	.000	.145	.000	.145	-.006	.250	.000	.000	.000	.000
.000	.145	.877	-.879	.000	.145	.000	.000	-.006	.250	.000	.000
.000	.145	.000	.145	.877	-.879	.000	.000	.000	.000	-.006	.250
-.006	.250	.000	.000	.000	.000	.006	-.250	.000	.000	.000	.000
.000	.000	-.006	.250	.000	.000	.000	.000	.006	-.250	.000	.000
.000	.000	.000	.000	-.006	.250	.000	.000	.000	.000	.006	-.250
MATRIZ DE ADMITANCIAS TOTALES PARA 250Hz											
.925	-.248	.000	.048	.048	.145	-.006	.200	.000	.000	.000	.000
.000	.048	.925	-.248	.000	.048	.000	.000	-.006	.200	.000	.000
.048	.145	.000	.048	.925	-.248	.000	.000	.000	.000	-.006	.200
-.006	.200	.000	.000	.000	.000	.006	-.200	.000	.000	.000	.000
.000	.000	-.006	.200	.000	.000	.000	.000	.006	-.200	.000	.000
.000	.000	.000	.000	-.006	.200	.000	.000	.000	.000	.006	-.200
MATRIZ DE ADMITANCIAS TOTALES PARA 300Hz											
1.312	.608	.242	.048	.339	.242	-.006	.167	.000	.000	.000	.000
.242	.048	1.216	.559	.242	.048	.000	.000	-.006	.167	.000	.000
.339	.242	.242	.048	1.312	.608	.000	.000	.000	.000	-.006	.167
-.006	.167	.000	.000	.000	.000	.006	-.167	.000	.000	.000	.000
.000	.000	-.006	.167	.000	.000	.000	.000	.006	-.167	.000	.000
.000	.000	.000	.000	-.006	.167	.000	.000	.000	.000	.006	-.167
MATRIZ DE ADMITANCIAS TOTALES PARA 350Hz											
1.942	.486	.484	-1.258	.726	-1.065	-.006	.143	.000	.000	.000	.000
.484	-1.258	1.796	.922	.484	-1.258	.000	.000	-.006	.143	.000	.000
.726	-1.065	.484	-1.258	1.942	.486	.000	.000	.000	.000	-.006	.143
-.006	.143	.000	.000	.000	.000	.006	-.143	.000	.000	.000	.000
.000	.000	-.006	.143	.000	.000	.000	.000	.006	-.143	.000	.000
.000	.000	.000	.000	-.006	.143	.000	.000	.000	.000	.006	-.143
MATRIZ DE ADMITANCIAS TOTALES PARA 400Hz											
3.103	2.973	-1.307	-2.517	-.436	-2.033	-.006	.125	.000	.000	.000	.000
-1.307	-2.517	3.974	3.699	-1.307	-2.517	.000	.000	-.006	.125	.000	.000
-.436	-2.033	-1.307	-2.517	3.103	2.973	.000	.000	.000	.000	-.006	.125
-.006	.125	.000	.000	.000	.000	.006	-.125	.000	.000	.000	.000
.000	.000	-.006	.125	.000	.000	.000	.000	.006	-.125	.000	.000
.000	.000	.000	.000	-.006	.125	.000	.000	.000	.000	.006	-.125
MATRIZ DE ADMITANCIAS TOTALES PARA 450Hz											
4.265	-5.096	-1.549	2.081	-1.646	1.984	-.006	.111	.000	.000	.000	.000
-1.549	2.081	4.216	-5.242	-1.549	2.081	.000	.000	-.006	.111	.000	.000
-1.646	1.984	-1.549	2.081	4.265	-5.096	.000	.000	.000	.000	-.006	.111
-.006	.111	.000	.000	.000	.000	.006	-.111	.000	.000	.000	.000
.000	.000	-.006	.111	.000	.000	.000	.000	.006	-.111	.000	.000
.000	.000	.000	.000	-.006	.111	.000	.000	.000	.000	.006	-.111
MATRIZ DE ADMITANCIAS TOTALES PARA 500Hz											
1.409	-2.472	-.242	.920	-.145	.823	-.006	.100	.000	.000	.000	.000
-.242	.920	1.458	-2.617	-.242	.920	.000	.000	-.006	.100	.000	.000
-.145	.823	-.242	.920	1.409	-2.472	.000	.000	.000	.000	-.006	.100
-.006	.100	.000	.000	.000	.000	.006	-.100	.000	.000	.000	.000
.000	.000	-.006	.100	.000	.000	.000	.000	.006	-.100	.000	.000
.000	.000	.000	.000	-.006	.100	.000	.000	.000	.000	.006	-.100

D-4 Matriz total de admitancias. Ejemplo capítulo 6

Sistema eléctrico (matriz D-2) más matriz de admitancia del transformador en configuración estrella/triángulo

MATRIZ DE ADMITANCIAS TOTALES PARA 50Hz											
1.264	-4.727	-.194	1.162	-.097	.774	-.003	.577	.003	-.577	.000	.000
-.194	1.162	1.361	-4.969	-.194	1.162	.000	.000	-.003	.577	.003	-.577
-.097	.774	-.194	1.162	1.264	-4.727	.003	-.577	.000	.000	-.003	.577
-.003	.577	.000	.000	.003	-.577	.004	-.667	-.002	.333	-.002	.333
.003	-.577	-.003	.577	.000	.000	-.002	.333	.004	-.667	-.002	.333
.000	.000	.003	-.577	-.003	.577	-.002	.333	-.002	.333	.004	-.667
MATRIZ DE ADMITANCIAS TOTALES PARA 100Hz											
.925	-2.436	-.048	.532	.000	.339	-.003	.289	.003	-.289	.000	.000
-.048	.532	.974	-2.533	-.048	.532	.000	.000	-.003	.289	.003	-.289
.000	.339	-.048	.532	.925	-2.436	.003	-.289	.000	.000	-.003	.289
-.003	.289	.000	.000	.003	-.289	.004	-.333	-.002	.167	-.002	.167
.003	-.289	-.003	.289	.000	.000	-.002	.167	.004	-.333	-.002	.167
.000	.000	.003	-.289	-.003	.289	-.002	.167	-.002	.167	.004	-.333
MATRIZ DE ADMITANCIAS TOTALES PARA 150Hz											
.877	-1.495	-.048	.290	.000	.194	-.003	.192	.003	-.192	.000	.000
-.048	.290	.877	-1.543	-.048	.290	.000	.000	-.003	.192	.003	-.192
.000	.194	-.048	.290	.877	-1.495	.003	-.192	.000	.000	-.003	.192
-.003	.192	.000	.000	.003	-.192	.004	-.222	-.002	.111	-.002	.111
.003	-.192	-.003	.192	.000	.000	-.002	.111	.004	-.222	-.002	.111
.000	.000	.003	-.192	-.003	.192	-.002	.111	-.002	.111	.004	-.222
MATRIZ DE ADMITANCIAS TOTALES PARA 200Hz											
.877	-.879	.000	.145	.000	.145	-.003	.144	.003	-.144	.000	.000
.000	.145	.877	-.879	.000	.145	.000	.000	-.003	.144	.003	-.144
.000	.145	.000	.145	.877	-.879	.003	-.144	.000	.000	-.003	.144
-.003	.144	.000	.000	.003	-.144	.004	-.167	-.002	.083	-.002	.083
.003	-.144	-.003	.144	.000	.000	-.002	.083	.004	-.167	-.002	.083
.000	.000	.003	-.144	-.003	.144	-.002	.083	-.002	.083	.004	-.167
MATRIZ DE ADMITANCIAS TOTALES PARA 250Hz											
.925	-.248	.000	.048	.048	.145	-.003	.115	.003	-.115	.000	.000
.000	.048	.925	-.248	.000	.048	.000	.000	-.003	.115	.003	-.115
.048	.145	.000	.048	.925	-.248	.003	-.115	.000	.000	-.003	.115
-.003	.115	.000	.000	.003	-.115	.004	-.133	-.002	.067	-.002	.067
.003	-.115	-.003	.115	.000	.000	-.002	.067	.004	-.133	-.002	.067
.000	.000	.003	-.115	-.003	.115	-.002	.067	-.002	.067	.004	-.133
MATRIZ DE ADMITANCIAS TOTALES PARA 300Hz											
1.312	.608	.242	.048	.339	.242	-.003	.096	.003	-.096	.000	.000
.242	.048	1.216	.559	.242	.048	.000	.000	-.003	.096	.003	-.096
.339	.242	.242	.048	1.312	.608	.003	-.096	.000	.000	-.003	.096
-.003	.096	.000	.000	.003	-.096	.004	-.111	-.002	.056	-.002	.056
.003	-.096	-.003	.096	.000	.000	-.002	.056	.004	-.111	-.002	.056
.000	.000	.003	-.096	-.003	.096	-.002	.056	-.002	.056	.004	-.111
MATRIZ DE ADMITANCIAS TOTALES PARA 350Hz											
1.942	.486	.484	-1.258	.726	-1.065	-.003	.082	.003	-.082	.000	.000
.484	-1.258	1.796	.922	.484	-1.258	.000	.000	-.003	.082	.003	-.082
.726	-1.065	.484	-1.258	1.942	.486	.003	-.082	.000	.000	-.003	.082
-.003	.082	.000	.000	.003	-.082	.004	-.095	-.002	.048	-.002	.048
.003	-.082	-.003	.082	.000	.000	-.002	.048	.004	-.095	-.002	.048
.000	.000	.003	-.082	-.003	.082	-.002	.048	-.002	.048	.004	-.095

MATRIZ DE ADMITANCIAS TOTALES PARA 400Hz											
3.103	2.973	-1.307	-2.517	-.436	-2.033	-.003	.072	.003	-.072	.000	.000
-1.307	-2.517	3.974	3.699	-1.307	-2.517	.000	.000	-.003	.072	.003	-.072
-.436	-2.033	-1.307	-2.517	3.103	2.973	.003	-.072	.000	.000	-.003	.072
-.003	.072	.000	.000	.003	-.072	.004	-.083	-.002	.042	-.002	.042
.003	-.072	-.003	.072	.000	.000	-.002	.042	.004	-.083	-.002	.042
.000	.000	.003	-.072	-.003	.072	-.002	.042	-.002	.042	.004	-.083
MATRIZ DE ADMITANCIAS TOTALES PARA 450Hz											
4.265	-5.096	-1.549	2.081	-1.646	1.984	-.003	.064	.003	-.064	.000	.000
-1.549	2.081	4.216	-5.242	-1.549	2.081	.000	.000	-.003	.064	.003	-.064
-1.646	1.984	-1.549	2.081	4.265	-5.096	.003	-.064	.000	.000	-.003	.064
-.003	.064	.000	.000	.003	-.064	.004	-.074	-.002	.037	-.002	.037
.003	-.064	-.003	.064	.000	.000	-.002	.037	.004	-.074	-.002	.037
.000	.000	.003	-.064	-.003	.064	-.002	.037	-.002	.037	.004	-.074
MATRIZ DE ADMITANCIAS TOTALES PARA 500Hz											
1.409	-2.472	-.242	.920	-.145	.823	-.003	.058	.003	-.058	.000	.000
-.242	.920	1.458	-2.617	-.242	.920	.000	.000	-.003	.058	.003	-.058
-.145	.823	-.242	.920	1.409	-2.472	.003	-.058	.000	.000	-.003	.058
-.003	.058	.000	.000	.003	-.058	.004	-.067	-.002	.033	-.002	.033
.003	-.058	-.003	.058	.000	.000	-.002	.033	.004	-.067	-.002	.033
.000	.000	.003	-.058	-.003	.058	-.002	.033	-.002	.033	.004	-.067

D-5 Matriz de admitancias del filtro sintonizado a 250 Hz

admitancia del filtro a 50 HZ

.020	4.894	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.020	4.894	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.020	4.894	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000

admitancia del filtro a 100 HZ

.106	11.183	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.106	11.183	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.106	11.183	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000

admitancia del filtro a 150 HZ

.412	22.001	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.412	22.001	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.412	22.001	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000

admitancia del filtro a 200 HZ

2.305	51.989	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	2.305	51.989	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	2.305	51.989	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000

admitancia del filtro a 250 HZ

1170.385	71.537	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	1170.385	71.537	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	1170.385	71.537	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000

admitancia del filtro a 300 HZ

3.512	-64.135	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	3.512	-64.135	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	3.512	-64.135	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000

admitancia del filtro a 350 HZ

1.003	-34.316	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	1.003	-34.316	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	1.003	-34.316	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000

admitancia del filtro a 400 HZ

.496	-24.133	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.496	-24.133	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.496	-24.133	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000

admitancia del filtro a 450 HZ

.304	-18.906	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.304	-18.906	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.304	-18.906	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000

admitancia del filtro a 500 HZ

.209	-15.684	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.209	-15.684	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.209	-15.684	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000

D-6

Matriz de admitancias totales incluyendo dos transformadores desfasadores del compensador de 12 pulsos

MATRIZ DE ADMITANCIAS TOTALES PARA 50Hz																	
1.270	-5.727	-.194	1.162	-.097	.774	-.006	1.000	.000	.000	.000	.000	-.003	.577	.003	-.577	.000	.000
-.194	1.162	1.366	-5.969	-.194	1.162	.000	.000	-.006	1.000	.000	.000	.000	.000	-.003	.577	.003	-.577
-.097	.774	-.194	1.162	1.270	-5.727	.000	.000	.000	.000	-.006	1.000	.003	-.577	.000	.000	-.003	.577
-.006	1.000	.000	.000	.000	.000	.006	-1.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	-.006	1.000	.000	.000	.000	.000	.006	-1.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	-.006	1.000	.000	.000	.000	.000	.006	-1.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
-.003	.577	.000	.000	.003	-.577	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.004	-.667	-.002	.333	-.002	.333
.003	-.577	-.003	.577	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	-.002	.333	.004	-.667	-.002	.333
.000	.000	.003	-.577	-.003	.577	.000	.000	.000	.000	.000	.000	-.002	.333	-.002	.333	.004	-.667
MATRIZ DE ADMITANCIAS TOTALES PARA 100Hz																	
.931	-2.936	-.048	.532	.000	.339	-.006	.500	.000	.000	.000	.000	-.003	.289	.003	-.289	.000	.000
-.048	.532	.979	-3.033	-.048	.532	.000	.000	-.006	.500	.000	.000	.000	.000	-.003	.289	.003	-.289
.000	.339	-.048	.532	.931	-2.936	.000	.000	.000	.000	-.006	.500	.003	-.289	.000	.000	-.003	.289
-.006	.500	.000	.000	.000	.000	.006	-.500	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	-.006	.500	.000	.000	.000	.000	.006	-.500	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	-.006	.500	.000	.000	.000	.000	.006	-.500	.000	.000	.000	.000	.000	.000
-.003	.289	.000	.000	.003	-.289	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.004	-.333	-.002	.167	-.002	.167
.003	-.289	-.003	.289	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	-.002	.167	.004	-.333	-.002	.167
.000	.000	.003	-.289	-.003	.289	.000	.000	.000	.000	.000	.000	-.002	.167	-.002	.167	.004	-.333
MATRIZ DE ADMITANCIAS TOTALES PARA 150Hz																	
.882	-1.828	-.048	.290	.000	.194	-.006	.333	.000	.000	.000	.000	-.003	.192	.003	-.192	.000	.000
-.048	.290	.882	-1.877	-.048	.290	.000	.000	-.006	.333	.000	.000	.000	.000	-.003	.192	.003	-.192
.000	.194	-.048	.290	.882	-1.828	.000	.000	.000	.000	-.006	.333	.003	-.192	.000	.000	-.003	.192
-.006	.333	.000	.000	.000	.000	.006	-.333	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	-.006	.333	.000	.000	.000	.000	.006	-.333	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	-.006	.333	.000	.000	.000	.000	.006	-.333	.000	.000	.000	.000	.000	.000
-.003	.192	.000	.000	.003	-.192	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.004	-.222	-.002	.111	-.002	.111
.003	-.192	-.003	.192	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	-.002	.111	.004	-.222	-.002	.111
.000	.000	.003	-.192	-.003	.192	.000	.000	.000	.000	.000	.000	-.002	.111	-.002	.111	.004	-.222

.000	.000	-.006	.143	.000	.000	.000	.000	.006	-.143	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	-.006	.143	.000	.000	.000	.000	.006	-.143	.000	.000	.000	.000	.000	.000
-.003	.082	.000	.000	.003	-.082	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.004	-.095	-.002	.048	-.002	.048
.003	-.082	-.003	.082	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	-.002	.048	.004	-.095	-.002	.048
.000	.000	.003	-.082	-.003	.082	.000	.000	.000	.000	.000	.000	-.002	.048	-.002	.048	.004	-.095

MATRIZ DE ADMITANCIAS TOTALES PARA 400Hz

3.109	2.848	-1.307	-2.517	-.436	-2.033	-.006	.125	.000	.000	.000	.000	-.003	.072	.003	-.072	.000	.000
-1.307	-2.517	3.980	3.574	-1.307	-2.517	.000	.000	-.006	.125	.000	.000	.000	.000	-.003	.072	.003	-.072
-.436	-2.033	-1.307	-2.517	3.109	2.848	.000	.000	.000	.000	-.006	.125	.003	-.072	.000	.000	-.003	.072
-.006	.125	.000	.000	.000	.000	.006	-.125	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	-.006	.125	.000	.000	.000	.000	.006	-.125	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	-.006	.125	.000	.000	.000	.000	.006	-.125	.000	.000	.000	.000	.000	.000
-.003	.072	.000	.000	.003	-.072	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.004	-.083	-.002	.042	-.002	.042
.003	-.072	-.003	.072	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	-.002	.042	.004	-.083	-.002	.042
.000	.000	.003	-.072	-.003	.072	.000	.000	.000	.000	.000	.000	-.002	.042	-.002	.042	.004	-.083

MATRIZ DE ADMITANCIAS TOTALES PARA 450Hz

4.270	-5.207	-1.549	2.081	-1.646	1.984	-.006	.111	.000	.000	.000	.000	-.003	.064	.003	-.064	.000	.000
-1.549	2.081	4.222	-5.353	-1.549	2.081	.000	.000	-.006	.111	.000	.000	.000	.000	-.003	.064	.003	-.064
-1.646	1.984	-1.549	2.081	4.270	-5.207	.000	.000	.000	.000	-.006	.111	.003	-.064	.000	.000	-.003	.064
-.006	.111	.000	.000	.000	.000	.006	-.111	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	-.006	.111	.000	.000	.000	.000	.006	-.111	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	-.006	.111	.000	.000	.000	.000	.006	-.111	.000	.000	.000	.000	.000	.000
-.003	.064	.000	.000	.003	-.064	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.004	-.074	-.002	.037	-.002	.037
.003	-.064	-.003	.064	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	-.002	.037	.004	-.074	-.002	.037
.000	.000	.003	-.064	-.003	.064	.000	.000	.000	.000	.000	.000	-.002	.037	-.002	.037	.004	-.074

MATRIZ DE ADMITANCIAS TOTALES PARA 500Hz

1.415	-2.572	-.242	.920	-.145	.823	-.006	.100	.000	.000	.000	.000	-.003	.058	.003	-.058	.000	.000
-.242	.920	1.463	-2.717	-.242	.920	.000	.000	-.006	.100	.000	.000	.000	.000	-.003	.058	.003	-.058
-.145	.823	-.242	.920	1.415	-2.572	.000	.000	.000	.000	-.006	.100	.003	-.058	.000	.000	-.003	.058
-.006	.100	.000	.000	.000	.000	.006	-.100	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	-.006	.100	.000	.000	.000	.000	.006	-.100	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
.000	.000	.000	.000	-.006	.100	.000	.000	.000	.000	.006	-.100	.000	.000	.000	.000	.000	.000
-.003	.058	.000	.000	.003	-.058	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.004	-.067	-.002	.033	-.002	.033
.003	-.058	-.003	.058	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	-.002	.033	.004	-.067	-.002	.033
.000	.000	.003	-.058	-.003	.058	.000	.000	.000	.000	.000	.000	-.002	.033	-.002	.033	.004	-.067

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. **Aboytes F., Arroyo G., and Villa G. (1983)**, "Application of Static VAR Compensator in Longitudinal Power Systems". IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-102. October, pp.3460-3466
2. **Acha E Semlyen A. and Rajakovic N. (1990)** "A harmonic Domain Computational Package and Its Application to Electric Arcs." IEEE Transactions, vol.5,pp.1390-1397
3. **Ademson C., and Hingorani N. G. (1960)**. "High Voltage Direct Current Power Transmission". (Libro), Garraway, London
4. **Akagi H., Kanagawa Y. and Nabae A. (1983)**. "Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuits" Int. Conf. Power Electronics. Tokyo.
5. **Akagi H., Kanagawa Y. and Nabae A. (1984)**. "Instantaneous Reactive Power Compensator Comprising Switching Devices Without Energy Storage Components." IEEE Transactions on Industrial Applications. Vol. IA-20 May/June
6. **Akagi H., Navea A. and Atoh S. (1986)** "Control Strategy of Active Power Filters Using Multiple Voltage-Source PWM Converters." IEEE Transactions Industry Applications, Vol. IA-22, N° 3, pp. 887-465.
7. **Al-Khashali (1976)**. "Generalised Dynamic Modelling of High Voltage AC-DC Transmission Systems". (Tesis Doctoral). University of Manchester Institute of Science and Technology, Great Britain.
8. **Anderson H. C., Simmons H. O., and Woodrow C. A. (1953)**. "System Stability Limitations and Generator Loading" IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. 72, June, pp. 406-423.
9. **Aredes M. and Watanabe E.H. (1995)**. "New Control Algorithms for series and Shunt Three-Phase Four -Wire Active Power Filters." IEEE Trans. on Power Delivery, Vol.10, N°3, July.
10. **Aredes M, Häfner J., and Humann Klemens. (1995)**. "Acombined Series and Shunt Active Power Filter", IEEE/KTH Stockholm Power Tech. Conference, Stockholm, Sweden, June 18-22.

11. **Arrillaga, J. (1983)** "High Voltage Direct Current Transmission" (Libro) Peter Peregrinus Ltd.
12. **Arrillaga J., Acha E., Densem T. J. and Bodger P.S. (1986)** "Ineffectiveness of transmission line transpositions at harmonic Frequencies." IEE Proceedings, Vol. 133, Pt. C, N° 2, March, pp.99-105.
13. **Arrillaga, J. and Arnold, C. P. (1990)** "Computer Analysis of Power Systems". (Libro) John & Wiley.
14. **Arrillaga J. and Bodger P. S., (1977).** "Integración of HVDC Links with fast Decoupled Load-Flow Solution". IEE Proceeding, Vol.124, N°5, pp. 463-468
15. **Arrillaga, J. Bradley D. A., and Bodger P.S. (1989).** "Power System Harmonics". (Libro) John & Wiley.
16. **Arrillaga, J. and Callaghan C.D. (1989).** "A Double-Iterative Algorithm For The Analysis Of Power And Harmonic Flows At HVDC Converter Terminals". IEE Proceeding, Vol.136, Part. C, N° 6, pp319-323. November.
17. **Arrillaga J. and Callaghan C.D. (1991).** "Three Phase AC-DC Load and Harmonic Flows". IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 6, N° 1, January.
18. **Arrillaga J. y Eguíluz L.I. (1994)** "Armónicos en Sistemas de Potencia." (Libro) Universidad de Cantabria Electra de Viesgo.
19. **Arrillaga J., González J., Cidrás J. (1995)** "Iterative Harmonic simulation of a thyristor controlled Reactor and a Power Transmission System." EPE'95. Septiembre. Sevilla- España, pp. 2483-2487
20. **Arrillaga J., González J., and Cidrás J. (1997)** "Iterative Harmonic Simulation Between a TCR, Transformer saturación and the Power System." EPE'97 , aceptada para publicación.
21. **Baum F.G. (1921).** "Voltage Regulation and Insulation for Large Power Long Distance Transmission Systems." J. AIEE Vol.40, pp. 1017-1032.
22. **Beker H. 1971** " Three - Phase Shunt Reactor With Continuously Controlled Reactive Current". CIGRE Paper N° 31-13
23. **Boehne E. W. and Low S. S. (1969).** "Shunt Capacitor Energization With Vacuum Interrupters.- A Possible Source of Overvoltage". IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-88, September. Pp. 1424-1443.

24. **Bohmann L. J. and Lasseter R. H. (1986).** "Equivalent Circuit for Frequency Response of a Static Var Compensator". IEEE Transactions on Power Systems, Vol. PWRS-1, N°4, November.
25. **Bohmann L. J. and Lasseter R. H. (1990).** "Stability and Harmonics in Thyristor Controlled Reactors". IEEE Transactions on Power Delivery. Vol.5, N°2, April.
26. **Bouwknegt K. (1992)** " Amplitude control in Twelvepulse Voltage Source Inverter." EPE Journal, Vol.2, N° 1,march, pp.34-39.
27. **Brown William L. (1920).** "Power Factor Improvement Dependent Upon Adequate Metering". AIEE Trans. Vol. 39,July 1, pp. 1457- 1464.
28. **Budeanu C.I. (1927).** "Puissances reactives et fictives." Inst. Romain de l'Energie, Bucharest, Rumania.
29. **Byerly R. T., Poznaniak D. T. and Taylor E. R. (1982).** "Static Reactive Compensator for Power Transmission Systems". IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-101. October, pp. 2997-4005
30. **Callaghan C.D. (1989).** "Three Phase Integrated Load and Harmonic Flows". (Tesis Doctoral). University of Camterbury, Christchurch, New Zealand.
31. **Campos Barros, J. G. and Rangel, R.D. (1985)** "Computer Simulation Of Modern Power Systems: The Elimination Of Numerical Noise Caused By Valve Action", In 4th International Conference On A.C. And D.C. Power Transmission, IEE conf. Publ. 255, London.
32. **Ceraolo, M. (1996).** "Improving The Economic Competitiveness of Small - Load long- Distance A.C. Transmission Systems by the use of Static Compensators at the Receiving End". ETEP Vol. 6, N°4, July /August
33. **Chapman D. G., Alvarado F.L. and Lassater R.H. (1988).** "Programs for the Study of HVDC Systems". IEEE Transactions on Power Delivery, vol 3, N° 3 July. Pp 1182-1187.
34. **Chien Jung-Chien. and Wu Yan-pei (1990).** "FFT algorithms for the Harmonic Analysis of Three-Phase Transformer Banks with Magnetic Saturation". IEEE Transactions on Power Delivery. Vol.6, N°1. January, pp. 158-165.
35. **Chua, L. O., Pen-Min Lin. (1975)** "Computer-Aided Analysis of Electronic Circuits: Algorithms and Computacional Techniques". (Libro) Prentice-Hall
36. **Cidras J., Carrillo C., Arrillaga J. (1996)** "An Iterative Algorithm For The Analysis Of The Harmonic Currents Produced By Fluorescent Lamps" . (ICHQP 96) Proceeding Of The 7th International Conference On Harmonics And Quality Power, pp. 687-692 October. Las Vegas, Nevada, USA.

37. **Cigré Working group 31.01 (1974)**. "Static Shunt Devices for Reactive Power Control". CIGRE paper N° 31-08.
38. **Clinker R.C. (1914)**. "Harmonic Voltages and Currents in Y - and Delta Connected Transformers." AIEE Trans. Vol. 33, pp. 723-733.
39. **Cory B. J. (1965)**. "High Voltage Direct Current Convertors and Systems". (Libro) Macdonald
40. **Crary S. B. (1945)**. "Power System Stability". (Libro). J. Wiley & Sons, New York
41. **Czarnecki L. S. (1985)**. "Considerations on the Reactive Power in Nonsinusoidal Situations". IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. Vol.IM-34, N°3. September, pp.399-404
42. **Czarnecki L. S. and Lasicz A. (1988)**. "Active, Reactive, and Scattered Current in Circuits with Nonperiodic Voltage of Finite Energy." IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 37, N°3, Sept., pp. 398-402
43. **Densem, T.J. (1983)**. "Three-Phase Harmonic Penetration" Ph. D Thesis, University of Canterbury, New Zealand.
44. **De Oliveira J. C. (1978)**. "Multiple Convertor Harmonic Calculations With Non-ideal Conditions". (Tesis Doctoral) UMIST, Manchester, England
45. **Dommel, H. W., (1986)** "EMTP Theory Book" , Boneville Power Administration."
46. **Dommel, H. W. , (1969)**. "Digital Computer Solution Of Electromagnetic Transients In Single And Multiphase Networks". IEEE Trans. On Power Apparatus And Systems, Vol. pac-88, N°4, April 1969 pp 388-399.
47. **Dommel H.W., Yan A. and Wei Shi (1986)**. " Harmonics From Transformer Saturation". IEEE Transactions on Power Systems, Vol. PWRD-1. N2, April.
48. **Eggleston J.F. (1985)**. "Harmonic Modelling of Transmission Systems Containing Synchronous Machines and Static Convertors". (Tesis Doctoral). University of Canterbury, New Zealand.
49. **Elgerd O.I. (1971)** "Electric Energy System Theory: an Introduction". (libro). McGraw -Hill.
50. **Ellithy K. A. and Choudhry M.A. (1989)**. "Effect of Load Models on AC/DC System Stability and Modulation Control Design". IEEE Transactions on Power Systems, Vol.4, N° 2, May. Pp. 411- 418.

51. **Emanuel A. E. (1990).** "Powers in Nonsinusoidal Situations a Review of Definitions and Physical Meaning". IEEE Transactions on Power Delivery, vol.5, Nº3, July, pp.1377-1389
52. **EMTP Rule Book (1984)** "Electromagnetic Transients Program", Boneville Power Administration, Portland, Oregon.
53. **Enamul Haque S. (1984).** "Influence of Source Impedance on the Performance of a Fixed Filter-Thyristor Controlled Reactor (FF-TCR) Type Compensator". Electric Power Systems Research 8(1984/1985) pp.83-91
54. **Enamul Haque S. and Hussain Malik N. (1987).** "Analysis and Performance of Fixed Filter-Thyristor Controlled Reactor (FF-TCR) Compensator". IEEE Transactions on Power Systems, Vol PWRS-2, Nº2, May, pp. 303-309.
55. **Enslin J. H. R. and Wyk J. D. Van (1988)** "Measurement and Compensation of Fictitious Power Under Nonsinusoidal Voltage and Current Conditions." IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, Vol. 37, Nº3, sept., pp.403-408.
56. **Evans R.D. (1920).** "Measurement of Power Factor on Unbalanced Polyphase Circuits." AIEE Trans. Vol. 39. July, pp. 1485-1487
57. **Fechheimer Carl J. (1920).** "Power Factor and Unbalance on a Polyphase System." AIEE Trans. Vol. 39, July 1, pp. 1469- 1473
58. **Fernando I.T., Kwasnicki W.T. and Gole A.M (1997)** "Modeling of Conventional and Advanced Static Var Compensators in an Electromagnetic Transients Simulation Program." Manitoba HVDC Research Centre, Winnipeg MB., Canada.
59. **Fillenberg R. R., Cleaveland G. W. and Harris R. E., (1971).** "Explorations of Transients by Switching Capacitors". IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-90, January/February, pp. 250-260.
60. **Fortescue L. C. (1920).** "Polyphase Power Representation by Means of Symmetrical Coordinates". AIEE Trans. Vol. 39. July, pp. 1481-1484.
61. **Fortescue L. C. (1933).** "Power, Reactive Volt.Amperes, Power Factor." AIEE Vol. 52. Sept., pp. 758-762.
62. **Fourier J. B. J. (1822),** "Théorie analytique de la chaleur". Paris
63. **Frank H. and Lanstrom B. (1971).** "Power Factor-Correction With Thyristor-Controlled Capacitors, ASEA Journal, Vol. 44.
64. **Fryze S. (1931)** "Active, reactive and apparent powers in nonsinusoidal Systems," Przeglad Elektrot., Nº 7,, pp.596-203.

65. **Fuchs E.F., Roesler D. J., and Alashhab F. S. (1987).** "Sensitivity of Electrical Appliances to Harmonics and Fractional Harmonics of the Power System's Voltage. Part I: Transformers and induction Machines". IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.PWRD-2,Nº2, April.
66. **Galanos G.D., Hatziadoniu C.L, Cheng X-J. and Maratukulam D. (1993)** "Advanced Static Compensator for Flexible AC Transmission". IEEE Transactions on Power Systems, vol.8, Nº1, February, pp. 113-121.
67. **Garcia M. J. (1986).** "Análisis de los Armónicos Introducidos en las Redes por los Convertidores Estáticos de Potencia." (Tesis Doctoral), ETSII de Madrid.
68. **Garcia M. J., Asensi R., Beites L. F., Bueno J., Zabala L. and Amantegui J. (1996)** "A frequency Domain Arc Furnace Model for Harmonic Power Flows Under Balanced Conditions." (ICHQP 96) Proceeding Of The 7th International Conference On Harmonics And Quality Power, pp. 419-427 October. Las Vegas, Nevada, USA.
69. **General Electric (1952)** "Industrial Power Systems Data Book." General Electric Technical Publications.
70. **Gole A. M., Nayak O. B. (1996)** "A Graphical Electromagnetic Simulation Laboratory for Power Systems Engineering Programs". IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 11, Nº 2, May.
71. **Gole A. M. and Sood V. K. (1990).** "A Static Compensator Model for Use With Electromagnetic Transients Simulation Programs". IEEE Transactions on Power Delivery. Vol. 5, Nº 3, July.
72. **Gomez E. A. (1991).** "Compensación Estática de Potencia Reactiva". Energía . Marzo- Abril. pag. 67-72.
73. **Gomez E. A. y Izquierdo C. (1986).** "Influence of Static Var Systems in Transient Stability of Power Transmission Systems" Proceed. Int. AMSE Conf. Modelling & Simulation, Sorrento (Italy). Sept. 29- Oct. 1, Vol.2.4, pp. 157-167.
74. **González J., Cidrás J. y Arrillaga J. (1994)** "Análisis armónico de compensadores TCR en redes eléctricas." Congreso de recursos y tecnologías electro-energéticas. Orense España.
75. **Gyugyi L., Otto R. A., Putman T. H. (1978).** " Principles and Applications of Static, Thyristor-Controlled Shunt Compensators" IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-97, Nº. 5, Sep/Oct.
76. **Gyugyi, Laszlo (1979).** "Reactive Power Generation and Control by Thyristor Circuits". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA- 15, Nº 5, Sept/Oct.

77. **Gyugyi, Laszlo (1987)**. "Fundamental of Thyristor- Controlled Static Var Compensators in Power System Applications". IEEE PWR, Vol.87, N° 0, pp. 8-27.
78. **Gyugyi, Laszlo (1988)**. "Power Electronic in Electric Utilities: Static VAR Compensators". Proceedings. F the IEEE, vol.76 N°4, April.
79. **Hammad A. E. and Mathur R. M. (1979a)**. "A New Generalized Concept for The Design of Thyristor Phase - Controlled Var Compensators Part I : Steady State Performance". IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-98, N° 1 Jan/Feb. pp. 219 - 226.
80. **Hammad A. E. and Mathur R. M. (1979b)**. "A New Generalized Concept for The Design of Thyristor Phase - Controlled Var Compensators Part II: Transient Performance". IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-98, N° 1 Jan/Feb. pp 227-231
81. **Harker B.J. and Arrillaga J., (1979)**. "-Phase ac-dc load flow". IEE Proceeding, Vol.126, N°12, December, pp.1275-1281.
82. **Heydt G. T. (1991)** " Electric Power Quality ". (Libro) Stars in a Circle Publications
83. **Heffernan M. D (1980)**. "Analysis of AC/DC System Disturbances". (Tesis Doctoral). University of Canterbury, Christchurch 1, New Zealand
84. **Holtz F. C. (1920a)**. "Polyphase Power Factor". AIEE Trans. Vol. 39, July 1, pp. 1451- 1455.
85. **Holtz F. C. (1920b)**. "Discussion on Report of Joint Committee" AIEE Trans. Vol. 39, July 1, pp. 1496- 1520.
86. **IEEE Special Stability Controls Working Group (1994)**. "Static Var Compensator Models for Power Flow and Dynamic Performance Simulation". IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 9. N°.1, February.
87. **International Electrotechnical Commission (IEC). (1980)**. "Reactive Power and Distortion Power". Tech. Committee N°25, Working Group 7, Doc. 25 (Secr.) 113, Dec.
88. **Jiang Y. and Ekstrom A. (1997)**. "Applying PWM to Control Overcurrents at Unbalanced Faults of Forced-Commutated VSCs Used as Static Var Comepensators." IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.12, January, pp. 273-278.
89. **Johnson A. J. (1933)**. " Operating Aspects of Reactive Power ." AIEE Vol. 52. Sept., pp. 752-757.
90. **Kimbark E.W. (1948)**. "Power System Stability". (Libro). J. Wiley & sons

91. **Kimbark, E. W. (1981)**, "Direct Current Transmission" (Libro) Vol.1 Wiley Interscience, New York.
92. **Kitchin Roger Howard (1977)**. "Digital Computer Simulation of Waveform Distortion in Power Systems Due to Converter Loads". (Tesis Doctoral) Dpt. Electrical Eng. University of Salford. Salford.
93. **Kitchin R.H. (1981)**. "New Method for Digital - Computer Evaluation of the Converter Harmonics in Power Systems Using State Variable Analysis." IEE Proc. vol.128, N°4, July, pp. 196-207.
94. **Knowlton A. E. (1933)**. "Reactive Power Concepts in Need of Clarification". AIEE Vol. 52. Sept., pp. 744-747
95. **Kraft Leonard Alan, (1984)**. "Harmonic Resonance In Power Systems". (Tesis Doctoral). Purdue University, West Lafayette, Indiana, USA.
96. **Kraft L.A. Heydt G.T (1984)** "Harmonic Voltage Resonance in Electric Power Systems" International Conference On Harmonics In Power Systems N° 0 Volumen: 0, pag. 137-141.
97. **Krüger K.H. and Kulicke B. (1982)**. "Noncharacteristic Harmonic in a High Voltage Direct Current Convert Station Caused by System and Firing Angle Asymetry". Siemens Forch, Bd 11, N° 5, pp. 241-244.
98. **Kumai K. and Ode K. (1968)**. "Power System Voltage Control by Using a Process Control Computer". IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-87, December. Pp. 1985-1990.
99. **Kusic G.L. Whyte LA. (1984)**. "Three Phase, Steady-State Static Var Generator Filter Design for Power Systems". IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, N° 4 Volumen: 103 pp. 811-818
100. **Kusters N. L. and Moore W. J. M. (1980)**. "On Definition of Reactive Power Under Non-sinusoidal Conditions." IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-99, N°. 5. Sept/Oct., pp. 1845 - 1854.
101. **Laboratorio de Electrotecnia (1995)**. "Análisis de Redes Eléctricas" (Libro). Laboratorio de Electrotecnia y redes Eléctricas Dept. de Ing. Eléctrica del a Univ. de Vigo. España.
102. **Larsen E., Miller N., Nilsson S. and Lindgren S. (1992)** "Benefits of GTO-Based Compensation Systems for Electric Utility Applications." IEEE Transactions on Power Delivery. Vol7, N°4. October, pp. 2056-2064.

103. **Lasseter R.H. and Lee S.Y. (1982)** "Digital Simulación of Static Var System Transients." IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-101, N° 10 October, pp. 4171-4177.
104. **Lefebvre S. and Gérin - Lajole (1991)**. "A Static Compensator Model for the EMTP". IEEE/PES 1991 Summer Meeting, San Diego, California, July 28 -August 1.
105. **Lyon W.V. (1933)**. "Reactive Power and Power Factor." AIEE Vol. 52. Sept., pp. 763-770.
106. **Macfadyen W.K., Simpson R.R.S y otros (1973)**. "Method of predicting Transient - current patterns in transformers" Proc. IEE, vol.120, N° 11, November.
107. **Macfadyen W. K., Simpson R. R. S., Slater R. D. and Wood W. S. (1973)**. "Representation of Magnetisation Curves by Exponential Series". Proc. IEE, Vol. 120 N° 8 pp. 992-994.
108. **Machowski J. Nelles D. (1992)**. "Power System Transient stability Enhancement by Optimal Control of Static Var Compensators" Electrical Power & Energy Systems. Vol. 14 N° 6, December 1992.
109. **Mahmoud Aly A. and Shultz Richard D. (1982)**. " A Method for Analyzing Harmonic Distribution in A.C. Power Systems" IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-101, N° 6 June, pp. 1815-1824.
110. **Maizières Ch. et Fourquet M. (1968)**. "Simulation d'une bobine à noyau de fer par représentation mathématique du cycle d'hystérésis". Revue Générale de L'électricité. Tome 77 N°5. pag. 476-481.
111. **Marti, J. R. and Lin, J. (1989)**, "Suppression Of Numerical Oscilations In The EMTP". IEEE Trans. On Power Systems, vol.4,N°2, May, pp739-747
112. **Medina J. A. (1992)**. "Power Systems Modelling in the Harmonic Domain." (Tesis Doctoral), University of Canterbury, Christchurch 1, New Zealand.
113. **Miller T. J. E. (1982)** "Reactive Power Control in Electric Systems." (Libro). J. Wiley & sons.
114. **Nagel L. J. and Vessel G. S. (1966)**. "basic Principles of Planning VAR Control on the American Electric Power System". IEEE Conference Paper N° 31, Presented at the IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, New York, pp. 66-509.
115. **Narita S., and Harmman M. S. A. A. (1971)**. "A Computational Algorithm for Real -time Control of System Voltage and Reactive Power. Part I & Part II ". IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-90, November/December, Pp. 2495-2508.

116. **Nozari F. and Patel H. S. (1988)**. "Power Electronics in Electric Utilities: HVDC Power Transmission Systems". Proceedings IEE, Vol.76, Nº 4, April. Pp. 495-506
117. **O'Brien M. and Ledwich G. (1987)**. " Static Reactive-Power Compensator Controls for Improved System Stability". IEE Proceeding, Vol.134, Pt. C, Nº 1 January.
118. **Olwegard A., Walve K., Waglund G., Frank H. and Torseng S. (1981)**. "Improvement of Transmission Capacity by Thyristor Controlled Reactive Power". IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-100, August, pp.3930-3939
119. **Ooi N. M. and Nakra H. L. (1980)**. "Fast Steady State Analysis for HVDC Analysis". IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol.99, Nº6, November, pp.2453-2459.
120. **Page C. H. (1980)** "Reactive Power in Nonsinusoidal Situations" IEEE Transactions On Instrumentation and Measurement, Vol. IM-29, Nº 4, December, pp. 420-423.
121. **Pesronen, M.A. (1981)** " Harmonics, Characteristic Parameters, Methods of Study, Estimates of Existing Values in the Network", ELECTRA, Vol.77, pp 35-54
122. **Peter J. (1915)**. "Harmonics in Transformer Magnetizing Currents". AIEE Trans. Vol. 33, pp. 2157-2195
123. **Petesson A, Cahmia M., Avent B. L., Elneweihi A., Harrington P.G. (1994)** ."Matching a Novel SVC Design to a Demanding Application from Specific requirements to Actual Performance". Cigré 1994 session, 8 august -3 september
124. **Pierrat, L., Tran-quoc, T. (1996)** "no-load characteristic determination of delta-connected transformers" Proceeding Of The 7th International Conference On Harmonics And Quality Power, October. Las Vegas, Nevada, USA. Pp 693-698
125. **Pierrat L., Tran-quoc T. (1994)**. " A new Method for Modelling Magnetization Characteristics of Transformers by Including Hysteresis. " ICEM' 94, Paris, France. Sept.
126. **Pileggi D. J., Chandra N. H. and Emanuel A.E. (1981)**. "Prediction of Harmonic Voltage in Distribution Systems". IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. 101 Nº3, March, pp. 1307-1315.
127. **Plunkett A.B. (1979)** "A Current - Controlled PWM Transistor Inverter Drive." IEEE/IAS Annual Meeting, pp. 785-792
128. **Pratt W.H. (1920)**. "Power Factor in Polyphase Circuits." AIEE Trans. Vol. 39. July , pp. 1491 - 1495.

129. **Pratt W.H. (1933).** "Notes on the Measurement of Reactive Volt. Amperes". AIEE Vol. 52. Sept., pp. 771-801.
130. **Prusty S., and Rao M.V.S. (1980).** "New Method for Predetermination of True Saturation Characteristics of Transformers and Nonlinear Reactors. "IEE Proc., Vol. 127, Pt. C, N°2 March, pp. 106-110.
131. **PSCAD-EMTDC User's Manual. (1988)** , Manitoba HVDC Research Centre. 400-1619 Pembina Highway Winnipeg, Manitoba Canadá R3T 2G5.
132. **Reeve J., Baron J. A. and Krishanayya P.C.S (1969).** "A general Approach to Harmonic Current Generation by HVDC Convertors". IEEE Trans. PAS-88, N°7, July, pp.989-995.
133. **Reeve J. and Subba Rao T. (1974).** "Dynamic Analysis of harmonic Interaction Between A.C. and D.C. Systems." IEEE Trans. Vol. PAS-93, pp. 640-646.
134. **Reeve J. and Krishanayya P.C.S. (1968).** "Unusual Current Harmonic Arising from High-Voltage DC Transmission". IEEE Trans. PAS-87, N°3, March, pp.883-893
135. **Reichert K. Kauferle and Glavitsch (1974),** "Controllable Reactor Compensator for More Extensive Utilisation of High Voltage Transmission Systems". CIGRE Paper N° 31-04
136. **Rissik H. (1935).** "The Influence of the Mercury-Arc Rectifiers Upon the Power - Factor of the Supply System." J. IEE vol. 72, May, pp 435-455
137. **Round S. (1992).** "Active Filtering and Var Compensation" (Tesis doctoral) University of Canterbury, New Zealand.
138. **Sato H. and Arrillaga J. (1969).** "Improved Load-flow Techniques for Integrated ac-dc Systems". Proc. IEE, vol.116, N°4, April, pp. 525-533
139. **Schauder C. and Mehta H. (1993).** "Vector Analysis and Control of Advanced Static VAR Compensators". IEE Proceedings-C, Vol.140, N°4, July, pp.299-306.
140. **Schroeder T.W. (1942).** "Power Systems Harmonics." General Electric Review, July
141. **Semlyen A. and Arrillaga J. (1987).** "Harmonic Norton Equivalent for the Magnetising Branch of a Transformer". IEE Proceedings, vol.134, Pt. C, N°2, March, pp. 162-169.
142. **Shallenberger O. B. (1888).** "The Distribution of Electricity by Alternative Current". Electrical World, March 3, pp 114-115

143. **Sharon D. (1973)** "Reactive -Power definitions and Power-Factor improvement in Nonlinear Systems." Proc. IEE, vol. 120, N° 6, June, pp.704-706
144. **Shepherd W. and Zand P. (1979).** "Energy flow and Power Factor in Nonsinusoidal Circuits." (Libro). Cambridge University Press.
145. **Shepherd W. and Zakikhani P. (1972)** "Suggested Definition of Reactive Power for Nonsinusoidal Systems." Proc. Inst. Elec. Eng., vol.119, Sept., pp.1361-1362,
146. **Shepherd W. and Zakikhani P. (1973)** "Suggested Definition of Reactive Power for Nonsinusoidal Systems." Proc. Inst. Elec. Eng., vol.120, July., pp.706-798.
147. **Silsbee Francis B. (1920).** "Power Factor in Polyphase Systems". AIEE Trans. Vol. 39, July 1, pp. 1465- 1467
148. **Smith G. V. (1933).** "Reactive and Fictitious Power". AIEE Vol. 52. Sept., pp. 748-751.
149. **Stanley W. (1888).** "Phenomena of Retardation in the Induction Coil". AIEE, vol. V, N° 4, January. Pp.97-115.
150. **Steven C. Chapra, Raymond P. Cnale (1985).** "Numerical Methods for Engineers, with Personal Computer Applications". (Libro), Mcgraw-Hill.
151. **Subbarao T. and Reeve J. (1976).** "Harmonic Caused Imbalanced Transformer, Impedances and Imperfect Twelve - Pulse Operation in HVDC Conversion. " IEEE Trans. PAS-95, N°5, pp.1732-1737.
152. **Sumi Y., Harumoto Y., Hasegawa T., Yano M. (1981)** "New Static Var Control Using Forced-commutated Inversers". IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems", Vol. PAS-100, N°9, september, pp. 4216-4224.
153. **Teape J. W., Simpson R. R. S., Slater R. D. and Wood W.S. (1974).** "Representation of Magnetic Characteristic, Including Hysteresis, by Exponential Series" Proc. IEE, Vol. 121 N° 9, September. Pp. 1019-1020
- Torchio Philip (1920).** "Polyphase Power Factor and Unbalanced Loads". AIEE Trans. Vol. 39. July , pp. 1489 - 1490.
154. **Uferle j., Mey R., and Rogowsky Y. (1970).** " HVDC Stations Connected to Weak A.C. Systems" IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-89, N°7 September-October. Pp. 1610-1617.
155. **Uhlmann E. (1960).** "Representation of an HVDC Link in a Network Analyser". CIDRÉ, Paris, Paper 404.

156. **UMIST (1981)**, "Harmonic in Power Systems", An International Conference on Harmonics in Power Systems, UNIST, Manchester.
157. **Usaola J., y Garcia Mayordomo J. (1990)**. "Fast - Steady State Technique for Harmonic Analysis." IV International Conference on Harmonic in Power Systems, Budapest. Octubre.
158. **Villablanca M. (1992)** "High Pulse AC/DC Convertors and Their Application to HVDC Transmission." (Tesis Doctoral) University of Canterbury, Christchurch 1, New Zealand.
159. **Watanabe E. H., Stephan M. R. and Aredes M. (1993)**. "New Concepts of Instantaneous Active and Reactive Powers in Electrical Systems with Generic Loads." IEEE Transactions on Power Delivery , Vol.8, Nº2, April, pp. 697-703.
160. **Watson N. R. (1987)**. "Frecuency - Dependent A.C. System Equivalentents for Harmonic Studies and Transient Converter Simulation". (Tesis Doctoral) University of Canterbury, Christchurch 1, New Zealand.
161. **Watson N.R., Robbie A. T., Arrillaga J.(1994)** "Representing transformer saturation in iterative harmonic analysis". Proc. Int. Conf. On Harmonic In Power Systems (ICHPS-VI) Boloña, Sept.
162. **Weschta A. (1985)**. "Influence of Thyristor - Controlled-Reactors on Harmonics and Resonance Effects in Power Supply Systems". Siemens Forsch. -u. Entwickl.-Ber. Bd. 14 Nr.2
163. **Westinghouse Electric Utility Engineers (1965)** "Electric Utility Engineers Reference Book". Westinghouse Electric Corporation East Pittsburgh, Pennsylvania.
164. **Widger G. F. T. (1969)**. "Representation of Magnetisation Curves over Extensive Range by Rational - fraction Approximations". Proc. IEE, vol. 116, Nº 1, January.Pp. 156-160
165. **Woodford, D. A., Gole, A.M. and Menzies, R.W. (1983)**, "Digital Simulation Of D.C. Links And A.C. Machines", IEEE Trans. On Power Apparatus And Systems, Vol. Pas 102, Nº 6, June, pp 1616-1623.
166. **Wuest D. (1991)** "An Improved PWM Optimization Method for a Reactive Power Compensator with Self-commutated Inverter." 22nd Annual Power Electronics Specialists Conference. 91ch3008-0, MIT, MA, 24-27 June, pp.736-768
167. **Xia D. and Heydt G.T. (1982a)**. "Harmonic Power Flow Studies Part. I - Formulation and Solution". IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-101, Nº 6, June, pp. 1257-1265.

168. **Xia D. and Heydt G.T.(1982b)**. "Harmonic Power Flow Studies Part. II. Implementation and Practical Application". IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-101, Nº 6, June, pp.1266-1270.
169. **Yacamini R. (1971)**. "Harmonics Caused by Transformer Saturation". International conference of Harmonics in Power Systems UMIST, Manchester.
170. **Yacamini R. and De Oliveira J.C. (1978)**. "Harmonics Produced by Direct Current in Converter Transformers" Proc. IEE. Vol. 125, Nº 9. September.
171. **Yacamini R. and De Oliveira J. C. (1980)**. "Harmonic in Multiple Converter Systems: A generalized Approach". Proc. IEE, Vol. 127, Pt. B, Nº. 2, March