

**INSTITUTO TECNOLÓGICO Y DE ESTUDIOS SUPERIORES DE
MONTERREY**

CAMPUS MONTERREY

**DIVISIÓN DE INGENIERÍA Y ARQUITECTURA
PROGRAMA DE GRADUADOS EN INGENIERÍA**



**TECNOLÓGICO
DE MONTERREY®**

**ARMÓNICAS EN RECTIFICADORES TRIFÁSICOS Y DISMINUCIÓN DE
SOBREVOLTAJES TRANSITORIOS EN CONTROLADORES DE CORRIENTE
DIRECTA**

TESIS

**PRESENTADA COMO REQUISITO PARCIAL PARA OBTENER EL GRADO
ACADÉMICO DE:**

**MAESTRO EN CIENCIAS
ESPECIALIDAD EN INGENIERÍA ENERGÉTICA**

POR:

LUIS AGUSTÍN SÁNCHEZ VIVEROS

MONTERREY, N. L.

AGOSTO, 2004

INSTITUTO TECNOLÓGICO Y DE ESTUDIOS SUPERIORES DE MONTERREY

CAMPUS MONTERREY

DIVISIÓN DE INGENIERÍA Y ARQUITECTURA
PROGRAMA DE GRADUADOS EN INGENIERÍA

Los miembros del Comité de Tesis recomendamos que la presente tesis presentada por el Ing. Luis Agustín Sánchez Viveros, sea aceptada como requisito parcial para obtener el grado académico de Maestro en Ciencias con especialidad en:

Ingeniería Energética

Comité:

Dr. Armando R. Llamas Terrés
Asesor

M. C. Jorge A. de los Reyes P.
Sinodal

M. C. Sergio Simental Angulo
Sinodal

Aprobado:

Dr. Federico Viramontes Brown
Director del Programa de Graduados en Ingeniería

MONTERREY, N. L.

AGOSTO, 2004

Agradecimiento

A Dios por darme la cordura, esperanza y iluminar mi camino.

Al Centro de Estudios de Energía del ITESM, por brindarme el espacio y la oportunidad de colaborar con ellos durante el periodo del posgrado.

Al Dr. Armando Llamas T., por las ideas, comentarios y empuje que brindo para el desarrollo de este trabajo.

A los Señores sinodales: M. C. Sergio Semental A. y M. C. Jorge A. De los Reyes P., por sus observaciones que contribuyeron para enriquecer este trabajo.

Al Dr. Gaudencio Ramos N., por su asesoramiento y impulso en mi carrera profesional.

A todos mis amigos y compañeros del ITESM, por el apoyo que me brindaron y sobre todo por su amistad. Rocío Salazar, Jesús Báez, Efraín G., Pedro, J. A. Yamaguchi, Bernard, Dante, Aníbal, Adrián, Humberto, Rafael, Ricardo, Lourdes, Javier, Elsa, etcétera.

A mis grandes amigos que de una u otra forma siempre me motivan y ayudan, muchas gracias.

Dedicatoria

A mis padres: Juanita y Agustín a quienes les debo todo. Los quiero mucho por tan maravillosos y ejemplares.

A mis tíos: Enriqueta y Jesús Sánchez, Consuelo y Julián Bastida, por el cariño y apoyo que siempre he recibido de todos ellos.

A mis hermanos y amigos: Maria de los Ángeles, Heriberto y Juan Antonio, muchas gracias por impulsarme y auxiliarme en todo. Compas!!..... Vamos por la siguiente.

A Myriam Saldaña, por tus porras y motivación. Pero sobre todo por ese cariño tan puro.

RESUMEN

La electrónica de potencia ha ayudado a implementar procesos de producción más eficientes en la industria, sin embargo provoca disturbios eléctricos que se tienen que limitar o bien se debe proteger todas las cargas sensibles de sus efectos.

El presente trabajo muestra como se puede mitigar dos problemas de calidad de energía eléctrica, armónicas y sobrevoltajes transitorios, en aplicaciones como rectificadores trifásicos y controladores de velocidad.

Cuando hablamos de armónicas nos referimos a las corrientes y voltajes cuyas frecuencias son múltiplos de la frecuencia fundamental de la alimentación. Las cargas no lineales conectadas a la red eléctrica absorben corrientes en impulsos bruscos. Estos impulsos crean ondas de corriente distorsionadas que originan a su vez corrientes armónicas de retorno hacia otras partes del sistema de alimentación. Los rectificadores monofásicos y trifásicos son el ejemplo más típico de cargas no lineales que se encuentran operando en todos los sistemas eléctricos industriales.

El empleo de transformadores para rectificación se ha convertido en una práctica muy común en las empresas manufactureras que, dentro de sus procesos, operan hornos de inducción. En este trabajo se muestra la configuración y los pasos a seguir para implementar un rectificador de 24 pulsos basado en un arreglo de bancos de transformadores. Se destaca las ventajas que existen entre los esquemas de 6, 12 y 24 pulsos para la rectificación.

En líneas de prensas donde se utilizan controladores de velocidad para los motores, la presencia de sobrevoltaje transitorios, es un problema que afecta a los dispositivos sensibles del sistema. Se presenta el caso donde, dentro de una línea de 10 motores que se controlan por controladores de CD con reactores en serie, la generación de sobrevoltajes transitorios es muy severa afectando la producción.

Se comprueba que la instalación de bancos de transformadores para la rectificación en 24 pulsos, disminuye el porcentaje de distorsión armónica que se inyecta a la red, además se obtiene un mejor salida.

Se demuestra también que la instalación de reactores de choque para protección de los motores en una línea donde se encuentran controladores conectados en paralelo, no siempre resulta ser efectiva, ya que agrava los disturbios que generan los propios controladores, provocando su falla. Se demuestra la efectividad de una propuesta de protección para los controladores mediante el uso de varistores.

CONTENIDO

	página
RESUMEN.....	iii
CONTENIDO	iv
ÍNDICE DE FIGURAS.....	vi
ÍNDICE DE TABLAS.....	vii
CAPITULO 1 INTRODUCCIÓN	1
1.1 ANTECEDENTES	1
1.2 DEFINICIÓN DE LOS PROBLEMAS	1
1.3 JUSTIFICACIÓN	2
1.4 OBJETIVO DE LA TESIS.....	2
1.5 MARCO REFERENCIAL	2
1.6 ORGANIZACIÓN DE LA TESIS	5
CAPÍTULO 2 CALIDAD DE ENERGÍA ELÉCTRICA.....	6
2.1 INTRODUCCIÓN	6
2.2. DEFINICIONES	6
2.3 CORRIENTES ARMÓNICAS.....	9
2.3.1 Fuentes emisoras de corrientes armónicas.....	10
2.3.2 Efectos provocados por las corrientes armónicas.....	10
2.4. SOBREVOLTAJES TRANSITORIOS.....	12
2.5 BIBLIOGRAFÍA.....	13
CAPÍTULO 3 FUNDAMENTOS SOBRE TRANSFORMADORES.....	14
3.1 INTRODUCCIÓN	14
3.2 PRUEBAS SOBRE TRANSFORMADORES MONOFÁSICOS.....	20
3.2.2 Pruebas de polaridad.....	21
3.2.3 Prueba de circuito abierto.....	22
3.2.3 Prueba de corto circuito.....	23
3.3 ÁNGULO DE DESPLAZAMIENTO EN TRANSFORMADORES TRIFÁSICOS.....	24
3.4 BIBLIOGRAFÍA.....	25
CAPÍTULO 4 CONCEPTOS SOBRE RECTIFICADORES.....	26
4.1 INTRODUCCIÓN	26
4.2 TIPOS DE RECTIFICADORES	26
4.2.1 Rectificador de media onda (P).....	27
4.2.2 Rectificador de onda completa (PD).....	27
4.2.3 Rectificador tipo serie (S).....	28
4.3 RECTIFICADOR HEXAFÁSICO DE ONDA COMPLETA	29
4.4 CÁLCULO DE VOLTAJES RECTIFICADOS Y SERIES ARMÓNICAS	30

4.5	CORRIENTES ARMÓNICAS EN RECTIFICADORES TRIFÁSICOS	32
4.6	EFFECTOS DE LOS RECTIFICADORES SOBRE LA RED DE ALIMENTACIÓN.....	33
4.6.1	<i>Consecuencias</i>	34
4.7	BIBLIOGRAFÍA	34
CAPÍTULO 5 RECTIFICADOR DE 24 PULSOS		35
5.1	INTRODUCCIÓN	35
5.2	DISEÑO DEL RECTIFICADOR.....	35
5.2.1	<i>Características de los transformadores monofásicos</i>	35
5.3	PROCEDIMIENTO PARA IMPLEMENTAR EL PROTOTIPO DE RECTIFICADOR.....	38
5.4	PRUEBAS Y ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS	39
5.4.1	<i>Rectificación no controlada</i>	39
5.4.2	<i>Rectificador de 24 pulsos con controladores</i>	46
5.5	BIBLIOGRAFÍA.....	48
CAPÍTULO 6 SOBREVOLTAJE TRANSITORIOS		49
6.1	INTRODUCCIÓN	49
6.2	CASO DE ESTUDIO	50
6.3	SIMULACIONES EN MICROTRAN	52
6.3.1	<i>Situación actual (simulación 1)</i>	53
6.3.2	<i>Simulación de alternativa de solución (simulación 2)</i>	54
6.3.3	<i>Reacondicionamiento propuesto</i>	56
6.4	COMPARACIÓN DE RESULTADOS	56
6.5	BIBLIOGRAFÍA.....	58
CAPÍTULO 7 CONCLUSIONES		59
ANEXO I.....		60

ÍNDICE DE FIGURAS

	página
Figura 2.1 Ruido eléctrico en una onda fundamental.....	7
Figura 2.2 Sobrevoltaje transitorio en la alimentación de una máquina.....	8
Figura 2.3 Sobrevoltaje transitorio en un alimentador de 127Vca	12
Figura 3.1 Circuito magnético.....	17
Figura 3.2 Circuito equivalente visto del primario.....	19
Figura 3.3 Circuito equivalente visto del secundario.....	20
Figura 3.4 Circuito equivalente de transformador de tres devanados.....	20
Figura 3.5 Determinación de la relación de vueltas.....	21
Figura 3.6 Determinación de las marcas de polaridad.....	22
Figura 3.7 Prueba de circuito abierto.....	22
Figura 3.8 Diagramas de pruebas de corto circuito.....	23
Figura 3.9 Desplazamientos angulares estándares para transformadores trifásico ..	24
Figura 4.1 La rectificación.....	26
Figura 4.2 Circuito con diodo rectificador.....	27
Figura 4.3 Rectificador de onda completa con 4 diodos	28
Figura 4.4 Rectificador trifásico onda completa.....	28
Figura 4.5 Formas de onda de voltajes obtenidas.....	29
Figura 4.6 Rectificador hexafásico de onda completa.....	29
Figura 4.7 Voltajes obtenidos de un rectificador hexafásico.....	30
Figura 5.1 Voltaje de alimentación.....	36
Figura 5.2 Diagrama fasorial del voltaje de salida de los transformadores	37
Figura 5.3 Conexiones de los bancos de transformadores.....	38
Figura 5.4 Banco 1 y 2 en operación.....	39
Figura 5.5 Forma de onda de la corriente a la entrada del banco delta-estrella.....	40
Figura 5.6 Forma de onda de la corriente a la entrada del banco delta-delta.....	40
Figura 5.7 Forma de onda de corriente en la alimentación del banco I.....	41
Figura 5.8 Bancos 3 y 4	41
Figura 5.9 Forma de onda de corriente en la entrada del banco 3.....	42
Figura 5.10 Forma de onda de corriente a la entrada del banco 4.....	42
Figura 5.11 Forma de onda de corriente en la alimentación del banco II.....	42
Figura 5.12 Rectificador de 24 pulsos no controlado.....	43
Figura 5.13 Forma de onda de la corriente en la fuente de alimentación.....	43
Figura 5.14 Forma de onda del voltaje en la alimentación.....	44
Figura 5.15 Distorsiones armónicas en corriente.....	44
Figura 5.16 Rectificador de 6 pulsos.....	45
Figura 5.17 Rectificador de 12 pulsos.....	45
Figura 5.18 Rectificador de 24 pulsos.....	45
Figura 5.19 Rectificador de 24 pulsos con rectificación controlada.....	46
Figura 5.20 Fotografía de las conexiones realizadas al prototipo del rectificador.....	46
Figura 5.21 Distorsión armónica en corriente para los diferentes arreglos de rectificadores.....	47
Figura 5.22 Muecas en la forma de onda del voltaje en la alimentación principal. ..	47

Figura 6.1 Voltajes de L-L a la entrada de un puente rectificador.....	49
Figura 6.2 Efecto de ringing.	49
Figura 6.3 Diagrama unifilar ilustrativo.	50
Figura 6.4 Voltaje L-L terminales del drive.	51
Figura 6.5 Voltaje L-T terminales del drive.	51
Figura 6.6 Voltaje L-L en tablero.....	52
Figura 6.7 Circuito de la simulación 1.	53
Figura 6.8 Código de simulación 1.....	53
Figura 6.9 Voltaje a la entrada del drive.	54
Figura 6.10 Forma de onda de voltaje en terminales de drive.....	54
Figura 6.11 Circuito de la simulación 2.	55
Figura 6.12 Código de simulación 2.....	55
Figura 6.13 Forma de voltaje esperado en terminales del drive.	55
Figura 6.14 Formas de onda de entre fases del voltaje que alimenta al drive.....	56
Figura 6.15 Circuito de la simulación 3.	57
Figura 6.16 Código de la simulación 3.....	57
Figura 6.17 Comparación de formas de onda de voltaje.....	58

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1.1 Corrientes armónicas teóricas presentes en la corriente de entrada.....	3
Tabla 1.2 Espectro armónico teórico.	4
Tabla 1.3 Número de bancos y conexiones típicas de transformadores.....	4
Tabla 5.1 Valores rms de cada una de las fases de la alimentación.....	44
Tabla 6.1 Características del varistor.....	52

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

1.1 Antecedentes

En los sistemas eléctricos de varias compañías manufactureras se han presentado muy frecuentemente problemas debido al uso de rectificadores. Dichos rectificadores se utilizan para los convertidores de estado sólido, cargadores de baterías, variadores de frecuencia para motores, para la alimentación de hornos eléctricos, entre otros equipos de menor potencia. La continuidad de sus procesos se ve seriamente afectada por las fallas que presentan en sus equipos sensibles y críticos del proceso.

Todas las compañías están obligadas a realizar un buen uso de la energía que se les suministra, de ahí que la CFE estableciera los límites permisibles de distorsión en voltaje y corriente máximos para todos los usuarios industriales. Actualmente en México se encuentra en proceso la emisión de una norma que establezca los límites y parámetros de calidad equivalente a la IEEE-Std.519 que tienen en Estados Unidos. Por lo anterior, desde el diseño de las aplicaciones, los ingenieros realizan estudios de calidad de energía y evalúan el contenido armónico que pudiese presentarse en las redes, y así especificar el equipo acondicionador más conveniente.

Este trabajo se desarrollo debido a los problemas que se presentaron en los sistemas eléctricos de algunas industrias del acero, principalmente en la alimentación de los hornos de inducción, así como en las líneas de prensas de la industria del papel, cuyos motores son controlados por medio de variadores en donde la instalación de reactores para protección de la instalación no produjo los beneficios esperados sino todo lo contrario, se genero una seria de falla en los variadores lo cual ocasionaba que toda la línea de prensa quedara fuera de operación.

1.2 Definición de los problemas

En la constante búsqueda de disminuir los efectos ocasionados por la mala calidad de energía, en ocasiones se experimentan aplicaciones en las que no se alcanzan resultados satisfactorios.

Las armónicas de corriente inyectadas a las redes eléctricas por los convertidores estáticos de potencia y por otras cargas no lineales provocan que otros equipos sensibles fallen u operen erróneamente.

En la industria del acero se ha recurrido a la instalación de rectificadores de 24 pulsos para evitar altos niveles de distorsión en el sistema eléctrico que afecten al resto de los equipos auxiliares del proceso, además por la calidad de rectificación que ofrece este tipo de rectificadores. Pero se han cometido errores en la instalación de los mismos provocando el desaprovechamiento de las ventajas que ofrecen.

Por otro lado en las líneas de prensas donde se utilizan variadores de frecuencia para el control de velocidad, se tiene el problema de cuidar que el sistema no se vea afectado por la gran cantidad de drives operando y además de proteger la integridad de los mismos. Una practica común es la instalación de reactores de choque, pero como se demostrara en el capítulo 6, no son siempre la mejor opción; ya que se generan sobrevoltajes transitorios de gran magnitud en las terminales del drive.

1.3 Justificación

Debido a los problemas de calidad de energía eléctrica que se presentaban en los sistemas eléctricos que alimentan a hornos de inducción, fue como se determinó realizar un trabajo que ilustrara cómo mediante el uso de transformadores para la rectificación se implementa un rectificador de 24 pulsos que ayude a disminuir los problemas ocasionados por la distorsión armónica de corriente, y se mejore la confiabilidad de todo el sistema eléctrico de las plantas.

Aunque los variadores de velocidad para motores han traído grandes beneficios en su operabilidad, también existen problemas inherentes ya que un variador con rectificador de 6 pulsos genera niveles de distorsión armónica de 45% en la onda de corriente. Por lo anterior se hace necesario la instalación de protección para que el resto del sistema eléctrico no se afecte. En una línea de prensas al fallar uno de los equipos provoca que toda la línea salga de operación trayendo consigo retrasos de la producción y pérdida de materia prima. De ahí la necesidad de buscar el mejor esquema para la protección de los equipos y todo el sistema en general.

1.4 Objetivo de la tesis

Demostrar que mediante la implementación de un banco de transformadores para rectificación de 24 pulsos se logra disminuir el porcentaje de distorsión armónica en corrientes que afecta a los sistemas eléctricos en la industria del acero. Además de analizar los sobrevoltajes transitorios en terminales de controladores de motores de corriente directa.

1.5 Marco referencial

Mediante la electrónica de potencia se puede convertir de corriente alterna a corriente directa, dichos dispositivos son conocidos como *circuitos rectificadores*. Pero también se puede convertir corriente directa a corriente alterna, a estos dispositivos se les conoce como *circuitos inversores*. Ambos dispositivos se les conoce como "*convertidores*". Un transformador que tiene uno de sus devanados conectado a cualquiera de los dispositivos anteriores y esta dedicado exclusivamente a ellos, se consideran como transformadores rectificadores o transformadores convertidores.

Hoy en día la electrónica de potencia proporciona muchos tipos de controles y son de gran uso. Los rectificadores son usados para proporcionar altas corrientes de

cd para procesos electroquímicos como la producción de cobre y aluminio. También son usados para el control de velocidad en motores, hornos eléctricos, pruebas de laboratorio con voltajes altos, transmisión de energía en cd a altos voltajes, etcétera.

Los transformadores convertidores puede ser de cualquier tipo, inmerso en líquido, secos o en aceite.

Existen normas que indican el método a seguir para el diseño de rectificadores semiconductor, la IEEE C57.18.10-1998, "Practices and Requirements for Semiconductor Power Rectifier Transformers". La IEC 61378-1997 "Convertir Transformers – Part 1: Transformer for Industrial Applications".

Para determinar el factor de pérdidas armónicas se basa en la nueva IEEE Recommended Practice for Establishing Transformer Capability when Supplying Non-Sinusoidal Load Currents, ANSI/IEEE C.57.100. El término de factor "K" es utilizado por los estándares de UL.

Los circuitos rectificadores generalmente utilizan devanados múltiples en los transformadores. Esto para la minimización de armónicas sobre el sistema o para subdividir el rectificador y así reducir el voltaje y corriente en el rectificador. En la tabla 9 del ANSI/IEEE C57.18.10 se muestran las propiedades de los circuitos más comunes, incluyendo las corrientes y voltajes de los devanados. Se utiliza como referencia la ANSI/IEEE C57.18.10 para ver los valores de impedancia y el acoplamiento de los secundarios.

Todos los convertidores de potencia ya sea de ca o cd es bien conocido que producen corrientes armónicas que afectan a otros equipos eléctricos. La IEEE 519 es una buena referencia.

Orden armónico	Número de pulsos del rectificador						
	6	12	18	24	30	36	48
5	0,2000	-	-	-	-	-	-
7	0,1429	-	-	-	-	-	-
11	0,0909	0,0909	-	-	-	-	-
13	0,0769	0,0769	-	-	-	-	-
17	0,0588	-	0,0588	-	-	-	-
19	0,0526	-	0,0526	-	-	-	-
23	0,0435	0,0435	-	0,0435	-	-	-
25	0,0400	0,0400	-	0,0400	-	-	-
29	0,0345	-	-	-	0,0345	-	-
31	0,0323	-	-	-	0,0323	-	-
35	0,0286	0,0286	0,0286	-	-	0,0286	-
37	0,0270	0,0270	0,0270	-	-	0,0270	-
41	0,0244	-	-	-	-	-	-
43	0,0233	-	-	-	-	-	-
47	0,0213	0,0213	-	0,0213	-	-	0,0213
49	0,0204	0,0204	-	0,0204	-	-	0,0204

Tabla 1.1 Corrientes armónicas teóricas presentes en la corriente de entrada de un rectificador, por unidad de la corriente fundamental.

Armónica	Armónicas, corriente por unidad
1	1,000
5	0,1750
7	0,1000
11	0,0450
13	0,0290
17	0,0150
19	0,0100
23	0,0090
25	0,0080

Tabla 1.2 Espectro armónico teórico.

La cancelación de armónicas depende de la construcción de los devanados o el tipo de transformador diseñado, por ello debe considerarse para determinar el diseño y enfriamiento de las bobinas.

Número pulsos	Número de devanados de seis pulsos y conexiones típicas							
	1	2	3	4	5	6	7	8
6	delta or wye	—	—	—	—	—	—	—
12	delta	wye	—	—	—	—	—	—
18	delta	wye -10°	wye +10°	—	—	—	—	—
18	delta +10°	delta -10°	wye	—	—	—	—	—
18	delta +20°	delta	delta -20°	—	—	—	—	—
24	delta +15°	delta	delta -15°	wye	—	—	—	—
24	delta	wye +15°	wye	wye -15°	—	—	—	—
24	delta +7½°	delta -7½°	wye +7½°	wye -7½°	—	—	—	—
30	delta +12°	delta	delta -12°	wye +6°	wye -6°	—	—	—
36	delta +10°	delta	delta -10°	wye +10°	wye -10°	wye	—	—
48	delta +15°	delta +7½°	delta	delta -7½°	delta -15°	wye -7½°	wye	wye +7½°

Tabla 1.3 Número de bancos y conexiones típicas de transformadores.

Referente al control de corrientes armónicas, las medidas correctivas que minimizan los problemas relacionados con el flujo de corrientes armónicas son básicamente tres:

- Medidas que bloquean el paso de las corrientes armónicas hacia los equipos sensibles, quedando estos protegidos de la influencia de las mismas, aunque las corrientes armónicas sigan circulando en el resto de la red.
- Medidas que bloquean y/o absorben las corrientes armónicas, confinándolas a circular por zonas limitadas de la red, especialmente circunscritas a los focos emisores de las mismas.

- c) Medidas tendiente a sobredimensionar los equipos y conductores sometidos al flujo de corrientes armónicas, con el propósito de minimizar los efectos nocivos provocados en los mismos.

Los reactores de choque son generalmente una buena protección para la instalación que tiene muchos variadores conectados en paralelo. Además de evitar problemas de operación en el motor debido al flujo de corrientes armónicas proveniente de los demás variadores.

1.6 Organización de la Tesis

El capítulo 1, mencionan los antecedentes, la problemática que originó el desarrollo de la presente tesis, así como los objetivos de la misma.

El capítulo 2, se da las definiciones de los principales problemas de calidad de energía eléctrica, fuentes que los originan y efectos que producen en los sistemas eléctricos.

El capítulo 3, analiza los principios básicos de operación de los transformadores, las pruebas para determinar su circuito equivalente y las principales conexiones de bancos de transformadores.

El capítulo 4, se ilustra los diferentes tipos de rectificadores, sus aplicaciones, el cálculo de los voltajes y corrientes características de acuerdo al tipo de rectificador, además indica cuáles son las principales afectaciones que producen en los sistemas eléctricos.

El capítulo 5, indica los pasos para el diseño de los bancos de transformadores para la implementación de un rectificador de 24 pulsos, ilustra las formas de onda de corriente característica de cada tipo de banco y la comparación de la distorsión armónica en corriente que presentan considerando rectificación no controlada y controlada.

El capítulo 6, analiza un caso de sobrevoltajes transitorios en terminales de drives de corriente directa, ocasionados por la presencia de reactores en la línea de alimentación de dichos equipos. Demuestra el comportamiento del sistema bajo tres escenarios: a) cómo operaba normalmente, b) sin reactores conectados en serie y c) sin reactores y con varistores instalados.

El capítulo 7, indica las conclusiones generales de ambos estudios que se presentan en esta tesis y menciona las posibles implementaciones que se puede realizar al rectificador prototipo que se desarrolló.

CAPÍTULO 2

CALIDAD DE ENERGÍA ELÉCTRICA

2.1 Introducción

El término "calidad de energía eléctrica" se emplea para describir la variación de la tensión, corriente, y frecuencia en un sistema eléctrico. Es un tema esencial el cual ha evolucionado en la última década a escala mundial, está relacionado con las perturbaciones eléctricas que pueden afectar a las condiciones eléctricas de suministro y ocasionar el mal funcionamiento o daño de equipos y procesos. Por tal razón, se requiere un tratamiento integral del problema desde diversos frentes. Estos comprenden, entre otros, investigación básica y aplicada, diseño, selección, operación y mantenimiento de equipos, normalización, regulación, programas de medición y evaluación, capacitación de personal, etcétera.

Los disturbios en los sistemas eléctricos, que se han considerado normales durante muchos años, ahora pueden causar desorden en el sistema eléctrico industrial, con la consecuente pérdida de producción. Adicionalmente, deben tomarse en cuenta nuevas medidas para desarrollar un sistema eléctrico confiable, mismas que anteriormente no se consideraron significativas.

Es importante darse cuenta de que existen otras fuentes de disturbios que no están asociadas con el suministro eléctrico de entrada. Éstas pueden incluir: descargas electrostáticas, interferencia electromagnética radiada, y errores de operadores. Adicionalmente, los factores mecánicos y ambientales juegan un papel en los disturbios del sistema. Éstos pueden incluir: temperatura, vibración excesiva y conexiones flojas.

2.2. Definiciones

Los términos utilizados para describir los disturbios de potencia a menudo tienen diferente significado para diferentes usuarios. Pero varias de estas definiciones de disturbios son las más comúnmente utilizadas en la calidad de la energía.

Debido a la gran variedad de cargas críticas, éstas, al menos las clasificaremos en dos grupos, para poder evaluar sus necesidades:

i) Cargas poco críticas. Dentro de este grupo están las siguientes:

- Computadoras y sus periféricos.
- Controladores de procesos industriales no continuos.
- Instrumentación electrónica simple.
- Equipos y sistemas de transmisión.
- Centros de control de centrales no nucleares.

ii) Cargas muy críticas. En este grupo se encuentra las siguientes:

- Estaciones de trabajo medianos y grandes.
- Controladores de procesos industriales continuos.
- Comunicación estratégica e instalaciones de defensa.
- Equipo sanitario vital.
- Instrumentación electrónica compleja.
- Centros de control de centrales nucleares.

A continuación se describen algunos de los problemas más comunes de calidad de energía eléctrica:

Ruido, (Electrical noise). Señal eléctrica indeseable que produce efectos adversos en los circuitos de control. El ruido puede ser causado por switcheos, radio transmisores y por arcos de equipos industriales. El ruido puede agruparse en dos categorías: ruido de modo común y ruido de modo diferencial.

Ruido de modo común. Ruido de voltaje que aparece (con la misma magnitud en la fase) en los dos conductores que llevan corriente con respecto a la tierra. El voltaje de fase a neutro no contiene ruido, V_{an} , es una senoidal pura.

Ruido de modo diferencial. Señal de ruido que aparece en fase y neutro, pero no entre estos conductores y la tierra. El voltaje de fase a tierra es una senoidal pura y el voltaje de neutro es cero.

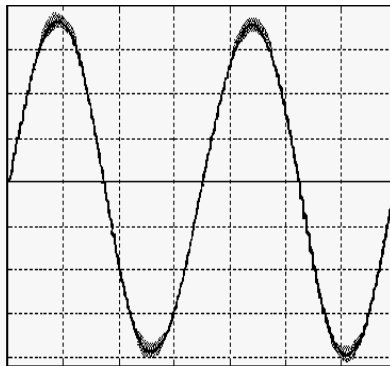


Figura 2.1 Ruido eléctrico en una onda fundamental

Impulso, (Spike o Transient voltaje surge). Incremento de voltaje que puede ser de cualquier polaridad y dura menos de medio ciclo. Los impulsos son causados por descargas atmosféricas, fallas en el sistema de potencia y switcheo de cargas grandes.

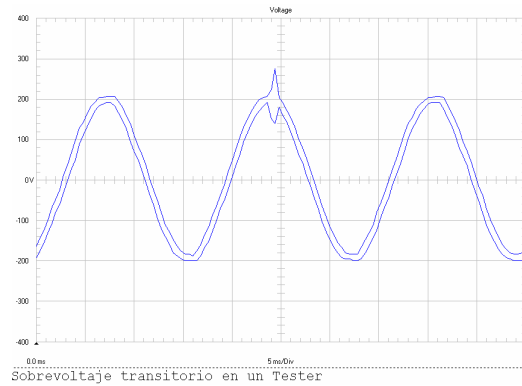


Figura 2.2 Sobrevoltaje transitorio en la alimentación de una máquina

Los impulsos pueden causar averías en el aislamiento de transformadores y motores, también pueden provocar errores de datos en computadoras y dañar componentes electrónicos.

Hendidura, (Notch). Decremento de voltaje que puede ser de cualquier polaridad y dura menos de medio ciclo (es un transitorio).

Disminución momentánea de tensión, (sag). Reducción del voltaje de alimentación fuera de su tolerancia normal con duración de medio ciclo a 3600 ciclos (de 8.33 ms a 1 minuto). Las disminuciones momentáneas de voltaje son causadas por descargas atmosféricas, arranque de cargas grandes y fallas en el sistema de potencia. Los motores demandan una corriente elevada al arrancar, lo cual provoca una disminución momentánea de voltaje (“sag”). Excesivos cambios de cargas también pueden provocar “sags”. Las disminuciones momentáneas de voltaje pueden provocar pérdida de datos.

Aumento momentánea de tensión, (swell). Aumento del voltaje de alimentación fuera de su tolerancia normal con duración de medio ciclo a 3600 ciclos (de 8.33 ms a 1 minuto). Los “swells” son causados por desconectar equipo eléctrico grande. Los aumentos momentáneos de voltaje pueden dañar equipo por las averías que provoca el aislamiento.

Bajo voltaje (Undervoltage). Reducción del voltaje de alimentación fuera de su tolerancia normal con duración de más de 1 minuto. El bajo voltaje (undervoltage) difiere del “voltaje sag” sólo en que dura más. El bajo voltaje es causado por circuitos sobrecargados, pobre regulación de voltaje y reducción intencional de la compañía suministradora. Los impactos de bajo voltaje incluyen el sobrecalentamiento de motores y apagar o cerrar equipo eléctrico.

Sobrevoltaje, (Overvoltage). Aumento del voltaje de alimentación fuera de su tolerancia normal con duración de más de 1 minuto. El sobrevoltaje difiere del “voltaje swell” sólo en que dura más. Los sobrevoltajes son causados por una pobre regulación de voltaje. Los sobrevoltajes pueden causar daño por las averías que le provocan al aislamiento.

Distorsión armónica. Es la desviación o distorsión periódica de una onda normal sinusoidal. El problema de la distorsión armónica es producido por el creciente uso de las cargas no lineales como, equipo electrónico de potencia, variadores de velocidad para motores, rectificadores comúnmente usados para convertir corriente alterna a corriente directa.

Interrupción, (Outage). La pérdida total de voltaje durante un período de tiempo. Puede ser causado por fallas en el sistema de potencia, fallas en los generadores, fallas en los transformadores y accidentes serios en líneas de potencia. Las interrupciones afectan al equipo en general.

Desbalance de voltaje. Es la diferencia de las magnitudes de voltaje de las fases en circuitos polifásicos. Cargas desiguales en las líneas de fase es a menudo la causa del desbalance de voltaje. El desbalance de voltaje puede causar excesivo calentamiento en equipos trifásicos como, transformadores, motores y rectificadores polifásicos. En equipo electromagnético como relevadores pueden dañarse por la operación continua a bajo o alto voltaje.

Desbalance de ángulos de fase. Es la desviación en los ángulos de los voltajes trifásicos entre 120 ó 240 grados. El desbalance entre ángulos puede ser causado por la desigual distribución de cargas entre las fases. El desbalance de ángulo de fase provoca desiguales esfuerzos entre componentes de rectificadores y crea un rizado extra a la salida del rectificador. También causa pérdidas extras en algunos tipos de equipo trifásico como motores y transformadores.

Modulación de voltaje, (Parpadeo o "Flicker"). Es el incremento y decremento periódico de la amplitud de voltaje. Uno de los impactos de la modulación de voltaje es la variación en el nivel de iluminación de lámparas incandescentes y fluorescentes, otro es el mal funcionamiento de los servomotores.

2.3 Corrientes armónicas

Cuando se aplica una onda sinusoidal de voltaje a una carga lineal, la totalidad de la onda de corriente ocurre a la misma frecuencia base que la del voltaje aplicado. Así, al aplicar una onda de voltaje de 60 Hz, a través de una carga lineal, únicamente se producirá una onda de corriente a 60 Hz. Pero, esta situación cambia drásticamente cuando la carga es no lineal. Debido a su característica no lineal, al aplicar una onda de voltaje de 60 Hz, a través de ella, se producen corrientes a más de una frecuencia. Las frecuencias que se producen son múltiplos enteros impares de la frecuencia fundamental (60Hz, en nuestro caso). Por ejemplo, en un sistema eléctrico con una carga no lineal conectada se pueden producir corrientes simultáneas y reales en 60 Hz, y demás. Estas corrientes se llaman CORRIENTES ARMÓNICAS.

Cada múltiplo de la onda fundamental se conoce como "orden de la armónica", la corriente fundamental o base (60 Hz) se conoce como de 1er orden, y

una corriente armónica de 3er orden tiene una frecuencia de tres veces el valor de la onda fundamental, o sea 180 Hz.

Las corrientes y voltajes armónicos son fenómenos imperceptibles por sí mismos, se requieren aparatos especiales para medirlos, pero sus efectos son reales y muchas veces ocurren fallas relacionadas con voltajes y corrientes armónicas sin previo aviso.

2.3.1 Fuentes emisoras de corrientes armónicas

En plantas industriales:

- ⇒ Motores de corriente directa.
- ⇒ Convertidores de frecuencia (variadores).
- ⇒ Transforectificadores (en procesos químicos).
- ⇒ Reactores controlados por tiristores (compensadores estadísticos).
- ⇒ Hornos de arco e inducción.
- ⇒ Equipo de soldadura.
- ⇒ Transformadores sobre excitados.
- ⇒ Molinos de laminación.
- ⇒ Molinos trituradores.
- ⇒ En general, cargas no lineales.

En oficinas y otros edificios singulares:

- ⇒ Alumbrado fluorescente y equipos electromecánicos de comunicación.
- ⇒ Controladores de energía.
- ⇒ Alarmas.
- ⇒ Computadoras.
- ⇒ Elevadores controlados con electromecánica de estado sólido.

Todos estos equipos y dispositivos son instalados cada vez en mayores proporciones en los edificios modernos, provocando altos niveles de distorsión armónica que ya es preciso tener en cuenta en la operación, mantenimiento y diseño de las redes eléctricas alimentadoras instaladas en los mismos, el contenido de 3a., 9a. y 15a. armónica que se viene encontrando ya en este tipo de instalaciones suelen alcanzar niveles tan elevados que exigen la aplicación de técnicas apropiadas para su manejo y control.

3.3.2 Efectos provocados por las corrientes armónicas

Los efectos nocivos producidos por flujos de corrientes armónicas son cada día más significativos en los sistemas eléctricos. Dichos efectos dependen de la intensidad relativa de las fuentes emisoras y pueden resumirse en la forma siguiente:

- Problemas de funcionamiento en dispositivos eléctricos de regulación, tanto en potencia, como de control.

- ◆ Mal funcionamiento en dispositivos eléctricos de protección y medición.
 - ◆ Interferencias en sistemas de telecomunicación y telemando.
 - ◆ Sobre calentamiento de los equipos eléctricos (motores, transformadores, etcétera) y el cableado de potencia, con la disminución consecuente de vida media en los mismos e incremento considerable de pérdidas de energía en forma de calor.
 - ◆ Fallo de capacitores de potencia.
 - ◆ Efectos de resonancia que amplifica los problemas mencionados anteriormente y pueden provocar incidentes eléctricos, mal funcionamiento y fallos destructivos de equipos de potencia.
 - ◆ Múltiples cruces por cero en las ondas de tensión o de corriente (t). Una onda sinusoidal perfecta sólo produce un cruce por cero de cada período.
 - ◆ Existen muchos sistemas electrónicos de medición y de control en cuya operación es esencial la detección de los cruces por cero en la onda de tensión, o de corrientes o de ambos medidores, registradores de parámetros eléctricos, controladores de potencia reactiva, relojes, controladores programables, redes de protección, etcétera. Cuando se producen los múltiples cruces por cero típicos de las corrientes armónicas, estos equipos pueden mostrar problemas de operación. Los múltiples cruce por cero pueden afectar también, por interferencia electromagnética, a las líneas de comunicación y sistemas carrier.
 - ◆ El flujo de corrientes armónicas de secuencia negativa: 5a, 11a, etcétera, producen pares de rotación inversa en los motores de CA, con perjuicio en efectos dinámicos, por ejemplo: vibraciones, inestabilidades.
- Sobre calentamiento y pérdidas de energía en los transformadores.
- ◆ Incremento de pérdida por histéresis del núcleo.
 - ◆ Incremento del flujo de corrientes de secuencia cero por los devanados delta.
 - ◆ Incremento de las corrientes parásitas por devanados y núcleo.

Estos sobre calentamientos provocan altas pérdidas de energía y fallos en los transformadores. Por cada 8° a 10° C de incremento de la temperatura operacional, puede bajar a la mitad, la vida media de un transformador.

- Sobre calentamientos y pérdidas de energía en los conductores eléctricos.

Las corrientes armónicas que fluyen por los cables conductores de energía eléctrica, incrementan las pérdidas de energía en los mismos por tres conceptos:

- ◆ *Pérdidas ohmicas*. La RI al cuadrado es igual a R de I al cuadrado 1,+ I al cuadrado de 2,+ I al cuadrado de 3, etcétera. La corriente eficaz aumenta al existir corrientes armónicas y esto incrementa las pérdidas óhmicas. En la

práctica, este efecto es menos significativo para altas frecuencias, que tienden a disminuir la amplitud, cuanto mayor es el orden de las mismas.

- ◆ *Pérdidas por efecto pelicular.* El flujo de altas frecuencias obliga a las corrientes parásitas a fluir concentrándose cerca de la superficie externa de los conductores, esto provoca mayores pérdidas óhmicas por el incremento en la densidad de la corriente. Este efecto puede ser significativo en la práctica.
- ◆ *Pérdidas por efectos de proximidad entre cables.* Son debidas a corrientes parásitas inducidas entre cables instalados próximos entre sí. Son más importantes cuando más altas son las frecuencias involucradas.

2.4. Sobrevoltajes transitorios

Los sobrevoltajes transitorios se refieren a variaciones en la forma de onda de voltaje, que dan como resultado condiciones de sobretensión durante una fracción de ciclo de la frecuencia fundamental. Las fuentes comunes de estos transitorios son los rayos, operación de los dispositivos de interrupción de los sistemas eléctricos y el arqueado de conexiones flojas o fallas intermitentes.

En la Figura 2.3, se ejemplifica la característica más común de sobrevoltajes transitorios en los sistemas eléctricos industriales.

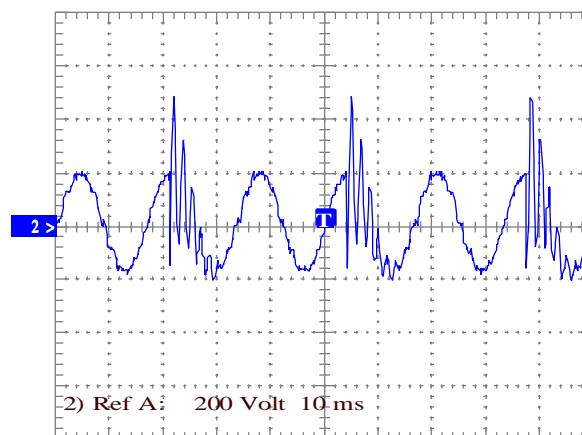


Figura 2.3 Sobrevoltaje transitorio en un alimentador de 127Vca

Cuando el sistema eléctrico presenta este tipo de problema de calidad de energía es recomendable considerar lo siguiente:

1. Para proteger equipos, se requiere diseñar protecciones para soportar sobretensiones de magnitudes de varias veces la tensión pico normal y al mismo tiempo aplicar pararrayos y algunas veces capacitores para frente de onda, con objeto de asegurar que las tensiones no excedieran los niveles de diseño del equipo.

2. El equipo electrónico generalmente no tiene la misma capacidad de aguante como los equipos eléctricos más tradicionales. De hecho el uso de

pararrayos que limitan los transitorios a dos o tres veces la tensión nominal pico puede no proporcionar una protección adecuada a este equipo. En ese caso, los dispositivos de protección contra frente de onda para equipo electrónico pueden necesitar reactores en serie, capacitores en paralelo y/o dispositivos electrónicos, además de pararrayos resistivos no lineales, para proporcionar una protección adecuada. Cuando no se logra esta protección pueden ocurrir fallas o mal funcionamiento.

3. La conmutación de bancos de capacitores, ya sea en la planta industrial o en la red del sistema eléctrico puede causar el funcionamiento defectuoso de algunos equipos. En años recientes se ha vuelto un problema común asociado con el disparo inexplicable de muchos impulsores de CA pequeños. Muchos de estos impulsores están diseñados para desconectarse de la línea por una sobretensión del 10 al 20 % con duración de una fracción de ciclo. Ya que muchos bancos de capacitores de empresas eléctricas son conmutados diariamente, este problema podría ocurrir en forma muy frecuente. Este indeseable problema de disparo puede usualmente remediarse agregando un reactor en serie con el dispositivo sensible, o modificando su característica de disparo. Otras soluciones pueden incluir la reducción del transitorio en el banco de capacitores. La operación de los capacitores se asocia también ocasionalmente, con el funcionamiento defectuoso o falla de otros equipos además de los controladores.

2.5 Bibliografía

[1] Kazibwe Wilson, E. y Sendaula Musoke, H. 1993. "Electric Power Quality Control Techniques". Ed. Van Nostrand Reinhold, New York.

[2] www.powerquality.com

[3] Power Quality: A Review Power Technologies, Inc., Schenectady, N.Y. Temple University, Philadelphia, PA., IEEE 1992.

[4] Power Quality - Two Different Perspectives - IEEE Working Group on Voltage Flicker and Service to Critical Loads., IEEE / PES. 1990 Winter Meeting, Atlanta, Georgia, Feb 4-8., 1990.

[5] Power Quality and Factory Automation, Van E. Wagner, Allen A. Joseph P. Stanza, IEEE Detroit Edison 2000 Second Ave., Detroit, Michigan 48226.

[6] Youssef K. y El Mofty A. "Industrial Power Quality Problems" Alexandria Electricity Company. CIRED 2001, Conference Publication No. 482. Alexandria Egypt.

[7] Price Kenneth. "Practices for Solving End-User Power Quality Problems" IEEE Rural Electric Power Conference, May 1992. New Orleans, Louisiana.

CAPÍTULO 3

FUNDAMENTOS SOBRE TRANSFORMADORES

3.1 Introducción

El transformador ideal, es aquel en el que el núcleo magnético tiene reluctancia y conductividad nulas y por lo tanto no hay pérdidas en el mismo. También se supone que no existe flujo disperso y que la resistencia óhmica de los devanados es nula.

El presente capítulo muestra toda la teoría básica para poder utilizar bancos de transformadores para rectificación. Las pruebas para determinar el circuito equivalente de cada transformador, ya que para poder conectarlos en paralelo los equipos deben tener las mismas características operativas.

Al aplicar una tensión sinusoidal a un devanado, circulará por él una corriente que a su vez producirá un flujo magnético en el núcleo. Tanto la corriente como el flujo serán sinusoidales. El flujo varía según la siguiente función:

$$\phi = \phi_{\max} \text{sen } \omega t$$

donde: ϕ_{\max} es el flujo en el circuito magnético
 ω la frecuencia.

Este flujo magnético dará lugar a tensiones inducidas en el primario (e_1) y en el secundario (e_2) que según la *Ley de Faraday* serán:

$$e_1 = N_1 \frac{d\phi}{dt} = N_1 \phi_{\max} \omega \cos \omega t$$

$$e_2 = N_2 \frac{d\phi}{dt} = N_2 \phi_{\max} \omega \cos \omega t$$

Los valores eficaces, E_1 y E_2 , de estas tensiones se calculan dividiendo los respectivos máximos por raíz de dos, y teniendo en cuenta que, donde “ f ” es la frecuencia, se obtiene:

$$E_1 = 4.44 N_1 f \phi_{\max} \quad [Ec. 3.1]$$

$$E_2 = 4.44 N_2 f \phi_{\max}$$

El cociente de las dos ecuaciones anteriores se conoce como relación de *transformación* o relación de espiras, “ n ” y vale:

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2} = n \quad [Ec. 3.2]$$

Como la resistencia óhmica de los devanados es nula y no hay flujo disperso, la tensión aplicada es igual a la tensión inducida, y por lo tanto:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2} = n \quad [Ec. 3.3]$$

Si se conecta en el secundario una carga de impedancia, se genera una intensidad por el secundario $i_2(t)$ y otra por el primario $i_1(t)$, que de acuerdo a la *Ley circuital de Ampere*, y teniendo en cuenta que los sentidos de los flujos son opuestos, al introducir el concepto de corriente natural, se relaciona de la forma:

$$N_1 i_1(t) - N_2 i_2(t) = 0 \quad [Ec. 3.4]$$

La expresión, [Ec. 3.4] para el caso de corrientes sinusoidales, indica que ambas estarán en fase y expresada en función de los valores eficaces queda:

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{1}{n} \quad [Ec. 3.5]$$

O sea, en el transformador ideal, las intensidades están relacionadas con el número de espiras, de modo similar a las tensiones, pero de forma inversa.

La potencia activa consumida por la impedancia Z_c de la carga del secundario resulta:

$$P_2 = V_2 I_2 \cos \varphi$$

Como las tensiones de primario y secundario están en fase y las intensidades también, resultará que el desfase entre la tensión primaria y la intensidad primaria será también φ y, por tanto, la potencia de entrada al transformador será:

$$P_1 = V_1 I_1 \cos \varphi$$

Si en esta expresión se sustituyen los valores de V_1 e I_1 dados por las ecuaciones [3.2] y [3.5], respectivamente, se obtiene:

$$P_1 = (V_2 n) \left(I_2 \frac{1}{n} \right) \cos \varphi = V_2 I_2 \cos \varphi = P_2 \quad [Ec. 3.6]$$

Es decir, en un transformador ideal *la potencia de entrada al primario es igual a la de salida por el secundario*, por tanto no existen pérdidas en el transformador y su rendimiento es la unidad.

Con los valores de tensión e intensidad del primario se puede calcular el cociente V_1/I_1 , que tiene dimensiones de ohms y significa la impedancia del

transformador y la carga en conjunto *vista desde el primario*, esto es, como si ambos fuesen sustituidos por una impedancia equivalente Z'_c :

$$Z'_c = \frac{V_1}{I_1}$$

la cual, al sustituir los valores de V_1 e I_1 dados por las ecuaciones [3.2] y [3.5], respectivamente, se relaciona con Z_c mediante la expresión:

$$Z'_c = \frac{nV_2}{\frac{1}{n}I_2} = n^2 \frac{V_2}{I_2} = n^2 Z_c \quad [\text{Ec. } 3.7]$$

Como en el transformador ideal no existen impedancias internas, resultará que Z'_c es igual exclusivamente a la impedancia Z_c *vista desde el primario o reflejada en el primario*

El concepto de *impedancia reflejada* se utiliza bastante en el estudio del transformador, ya que permitirá *pasar* unas impedancias del secundario al primario, o viceversa aplicando la relación inversa, para realizar el estudio del circuito equivalente con mayor facilidad. La ecuación de paso de uno a otro lado de cualquier impedancia, será siempre a través de la relación de espiras al cuadrado. Para *pasar* del devanado con N_2 al de N_1 espiras se multiplica por n^2 y para *pasar* del devanado con N_1 al de N_2 se divide por n^2 . A la vista de la ecuación [3.7] el transformador puede interpretarse como un *adaptador de impedancias* desde el secundario al primario, que es una aplicación típica en circuitos electrónicos.

Se supone ahora que los hilos conductores tienen conductividad distinta de cero y existe un flujo disperso en ambos devanados, pero el núcleo sigue teniendo reluctancia nula; esto es, núcleo ideal.

Llamaremos v_1 a la tensión instantánea aplicada al primario e i_1 a la corriente instantánea por dicho devanado. Llamaremos v_2 a la tensión instantánea a la salida del transformador y que se aplica a la carga Z_c , e i_2 a la corriente instantánea por el devanado del secundario y que circula también por la carga Z_c , tal como se indica en la Figura 3.1. El sentido de la corriente i_2 es el de la corriente natural, y que da un flujo opuesto al de i_1 . Si se utiliza la *regla del punto*, los extremos de la parte superior de ambos bobinados se señalarían con un punto.

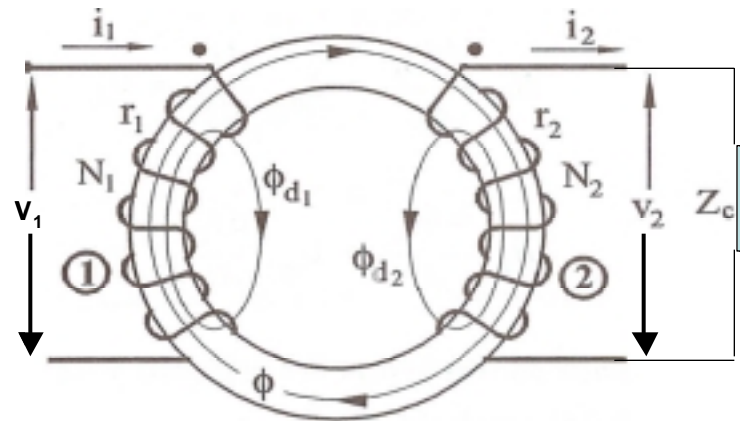


Figura 3.1 Circuito magnético

Si ϕ es el *flujo mutuo*, común a ambos devanados, y ϕ_{d1} y ϕ_{d2} son los flujos dispersos en los devanados primario y secundario respectivamente, cuyos sentidos están definidos por los de las corrientes i_1 e i_2 , entonces el flujo total que atraviesa el primario es $\phi + \phi_{d1}$ y el que atraviesa el secundario es $\phi - \phi_{d2}$

La tensión aplicada al primario, v_1 , será igual a la caída de tensión en la resistencia del hilo primario más la tensión inducida por la variación del flujo total sobre el primario, esto es:

$$v_1 = r_1 i_1 + N_1 \frac{d\phi}{dt} + N_1 \frac{d\phi_{d1}}{dt} \quad [Ec. 3.8]$$

Análogamente, la tensión inducida en el devanado del secundario debido a la variación del flujo, será igual a la caída de tensión en el hilo más la tensión aplicada a la carga, v_2 , y así:

$$N_2 \frac{d\phi}{dt} = r_2 i_2 + N_2 \frac{d\phi_{d2}}{dt} + v_2 \quad [Ec. 3.9]$$

Los términos $N_1 \frac{d\phi}{dt}$ y $N_2 \frac{d\phi}{dt}$ son las tensiones inducidas en los devanados primario y secundario, debidas al flujo mutuo y denominadas e_1 y e_2 .

Los términos $N_1 \frac{d\phi_{d1}}{dt}$ y $N_2 \frac{d\phi_{d2}}{dt}$ representan las tensiones inducidas como consecuencia del flujo disperso. Estas tensiones se pueden poner en función de unas inductancias características definidas por $\phi_{d1} = L_{d1} i_1$ y $\phi_{d2} = L_{d2} i_2$; y así:

$$N_1 \frac{d\phi_{d1}}{dt} = L_{d1} \frac{di_1}{dt} = v_{d1}$$

$$N_2 \frac{d\phi_{d_2}}{dt} = L_{d_2} \frac{di_2}{dt} = v_{d_2}$$

Siendo L_{d1} y L_{d2} las *inductancias de dispersión* del primario y del secundario, respectivamente.

Las ecuaciones [3.8] y [3.9] quedarán entonces:

$$v_1 = r_1 i_1 + e_1 + v_{d_1} \quad [Ec. 3.9]$$

$$e_2 = r_2 i_2 + v_2 + v_{d_2} \quad [Ec. 3.10]$$

La tercera ecuación a considerar es la [3.4], obtenida al aplicar la *Ley circuital de Ampere* al circuito magnético de la Figura 3.1, ya que persiste la hipótesis de núcleo con reluctancia cero.

Las expresiones [3.4], [3.9] y [3.10] son las ecuaciones fundamentales del transformador con devanados reales y núcleo ideal, planteadas en función de valores instantáneos.

Si suponemos ahora que todas las magnitudes son sinusoidales con pulsación ω , las ecuaciones anteriores se pueden expresar en forma fasorial. Concretamente, utilizando la notación fasorial, las tensiones v_{1d} y v_{2d} resultan:

$$\bar{V}_{d_1} = jx_1 \bar{I}_1 \quad \bar{V}_{d_2} = jx_2 \bar{I}_2$$

Siendo x_1 y x_2 las *reactancias de dispersión* de primario y secundario. Las ecuaciones fasoriales fundamentales del transformador son:

$$\bar{V}_1 = r_1 \bar{I}_1 + \bar{E}_1 + jx_1 \bar{I}_1 \quad [Ec. 3.11]$$

$$\bar{E}_2 = r_2 \bar{I}_2 + \bar{V}_2 + jx_2 \bar{I}_2 \quad [Ec. 3.12]$$

$$N_1 \bar{I}_1 - N_2 \bar{I}_2 = 0 \quad [Ec. 3.13]$$

Las tensiones inducidas \bar{E}_1 y \bar{E}_2 están en fase entre sí y adelantadas $\pi/2$ respecto de ϕ . Su valor eficaz está dado por [3.1] respectivamente. Las intensidades \bar{I}_1 e \bar{I}_2 están en fase entre sí y desfasadas un ángulo ϕ , igual al argumento de la carga, respecto a las tensiones inducidas.

Sustituyendo el valor \bar{E}_1 dado por [3.2] en [3.11] se obtiene:

$$\bar{V}_1 = r_1 \bar{I}_1 + n \bar{E}_2 + jx_1 \bar{I}_1$$

y teniendo en cuenta el valor E_2 dado por [3.12] resulta:

$$\bar{V}_1 = r_1 \bar{I}_1 + r_2 n \bar{I}_2 + n \bar{V}_2 + jx_2 n \bar{I}_2 + jx_1 \bar{I}_1 \quad [Ec. 3.14]$$

Ordenando esta ecuación y sustituyendo \bar{I}_2 por su valor obtenido de [3.5] queda:

$$\bar{V}_1 = [r_1 + jx_1 + n^2 r_2 + jn^2 x_2] \bar{I}_1 + n \bar{V}_2 \quad [Ec. 3.15]$$

Los términos $n^2 r_2$ y $n^2 x_2$ representan la resistencia y la reactancia de dispersión del secundario del transformador *vistas desde el primario*, que en principio representaremos por r'_2 y x'_2 .

El último término es la tensión en el secundario *vista desde el primario* y la llamaremos \bar{V}'_2 . Según esto, la ecuación [3.15] quedará:

$$\bar{V}_1 = [(r_1 + r'_2) + j(x_1 + x'_2)] \bar{I}_1 + \bar{V}'_2 \quad [Ec. 3.16]$$

Esto significa que la tensión primaria es igual a la caída de tensión en una resistencia y reactancia, más la tensión aplicada al secundario. El circuito eléctrico que responde a la ecuación [3.16] será el de la Figura 3.2.

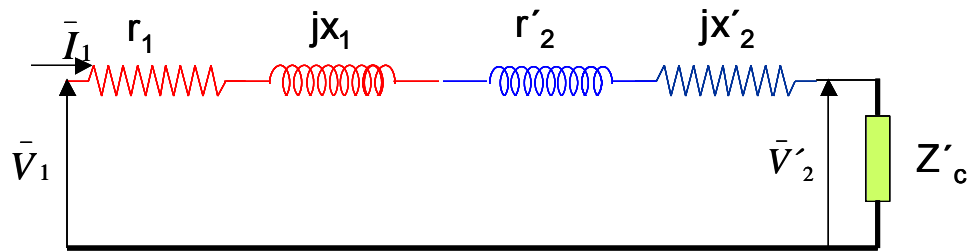


Figura 3.2 Circuito equivalente visto del primario

La impedancia de la carga conectada al secundario será: $Z'_c = n^2 Z_c$

Análogamente se podría haber utilizado la ecuación [3.12], despejando \bar{V}_2 y refiriendo todos los valores al secundario, y así el circuito equivalente del transformador *visto desde el secundario* será el de la Figura 3.2, siendo:

$$r'_1 = r_1 \frac{1}{n^2} \qquad x'_1 = x_1 \frac{1}{n^2}$$

La resistencia y la reactancia de dispersión del primario *vistas desde el secundario*. La tensión \bar{V}'_1 es la tensión del primario *vista desde el secundario*, cuyo valor es \bar{V}_1 / n . La impedancia de la carga conectada al secundario será directamente el valor Z_c .

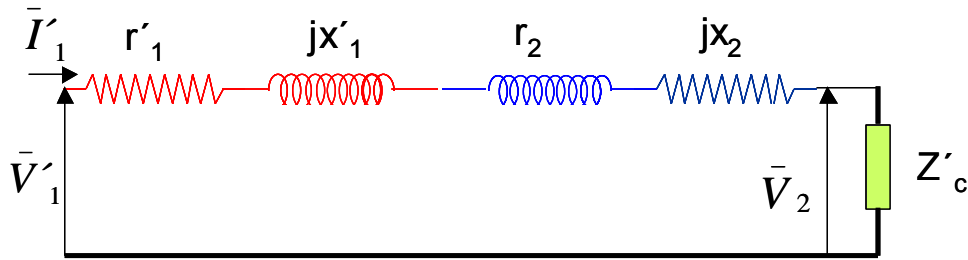


Figura 3.3 Circuito equivalente visto del secundario

En la práctica se denomina *impedancia de dispersión* o *total* del transformador a:

$$Z_T = (r_1 + r_2) + j(x_1 + x_2) = r_T + jx_T \quad [Ec. 3.17]$$

Debe cuidarse que las magnitudes sean referidas al mismo lado del transformador.

3.2 Pruebas sobre transformadores monofásicos

Para conocer el funcionamiento real de un transformador se hacen sobre él una serie de pruebas que permiten obtener además las impedancias características del circuito equivalente.

Los transformadores que se están empleando para la fabricación del rectificador trifásico de 24 pulsos son transformadores monofásicos con tres devanados.

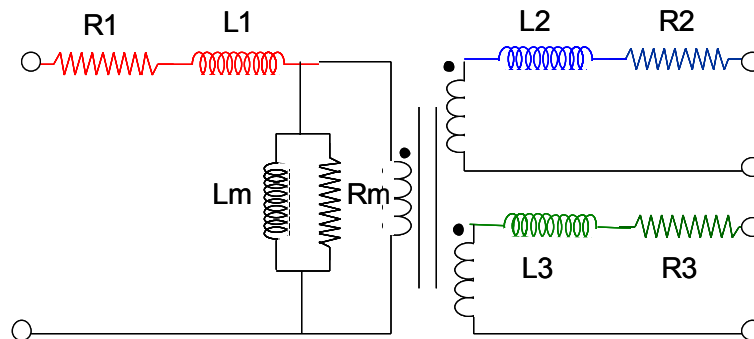


Figura 3.4 Circuito equivalente de transformador de tres devanados

A continuación se describen las pruebas que se desarrollaron para verificar la homogeneidad del diseño de los transformadores.

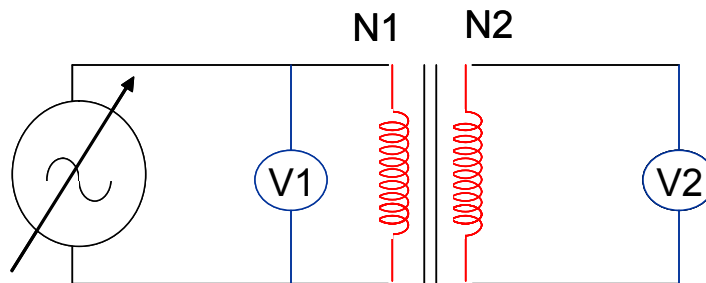
3.2.1 Prueba de relación de vueltas

- Determinar la relación de vueltas entre las bobinas del secundario y el primario.

- Conectar una fuente variable y un voltímetro al primario del transformador y otro voltímetro al secundario, según el circuito de la Figura 3.5.
- La relación de vueltas será aproximadamente la relación de lecturas obtenidas

$$\frac{V1}{V2} = \frac{N1}{N2}$$

- Realizar esta prueba para el voltaje nominal del primario, y para 10% arriba y 10% abajo del voltaje nominal.
- Verificar con un voltímetro los voltajes inducidos en cada devanado de secundario así como los voltajes de derivaciones intermedias.



Autotransformador

Figura 3.5 Determinación de la relación de vueltas

3.2.2 Pruebas de polaridad

Determine las polaridades relativas existentes entre todas las bobinas del transformador y verifique sus resultados con las marcas de polaridad que ya trae el transformador.

- Para realizar esta prueba conecte una fuente variable y un voltímetro al primario del transformador.
- Conecte una terminal del primario con una del secundario como se muestra en la figura 5.
- Conecte un voltímetro entre la otra terminal del primario y la otra del secundario.
- Si la lectura obtenida es la resta del voltaje nominal del primario y el del secundario, las marcas se colocan en las terminales donde está conectado el voltímetro (A y C), si la lectura es la suma, las marcas de polaridad deberán estar una en la terminal donde está el voltímetro y la otra en la terminal donde se unieron primario y secundario (A y D).

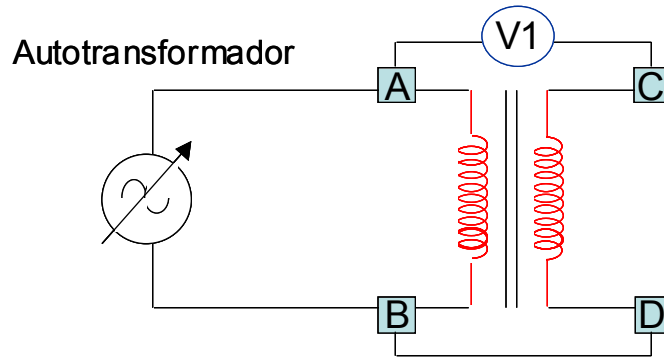


Figura 3.6 Determinación de las marcas de polaridad

3.2.3 Prueba de circuito abierto

Esta prueba sirve para obtener un parámetro característico de su calidad denominado intensidad de circuito abierto o de vacío. A partir de las medidas que se realizan se obtiene la impedancia de magnetización del transformador. A continuación se describe el procedimiento para realizar la prueba.

- Conectar una fuente variable al lado de bajo voltaje del transformador y ajustar el voltaje a su valor nominal.
- Conectar el circuito de la figura 3 dejando el lado de alto voltaje en circuito abierto.

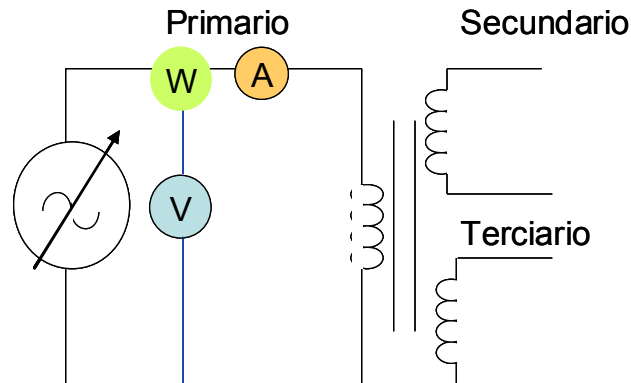


Figura 3.7 Prueba de circuito abierto

Calcule los parámetros de la rama de excitación mediante las siguientes ecuaciones:

$$fp = \cos \theta = \frac{P_{oc}}{V_{oc} * I_{oc}}$$

$$Y_E = \frac{I_{oc}}{V_{oc}} \angle -a \cos(fp)$$

3.2.3 Prueba de corto circuito

Sirve para obtener un parámetro característico de su calidad denominada tensión de cortocircuito. De las mediciones que se realizan se obtiene la impedancia de dispersión total del transformador. Se describe el procedimiento para realizar dicha prueba.

- Conectar una fuente variable al lado de alto voltaje del transformador poniendo en corto el lado de bajo voltaje.
- La fuente inicialmente debe estar en cero volts.
- Conectar los instrumentos según el circuito de la Figura 3.8 y tome las lecturas ajustando la fuente para que circule la corriente nominal.

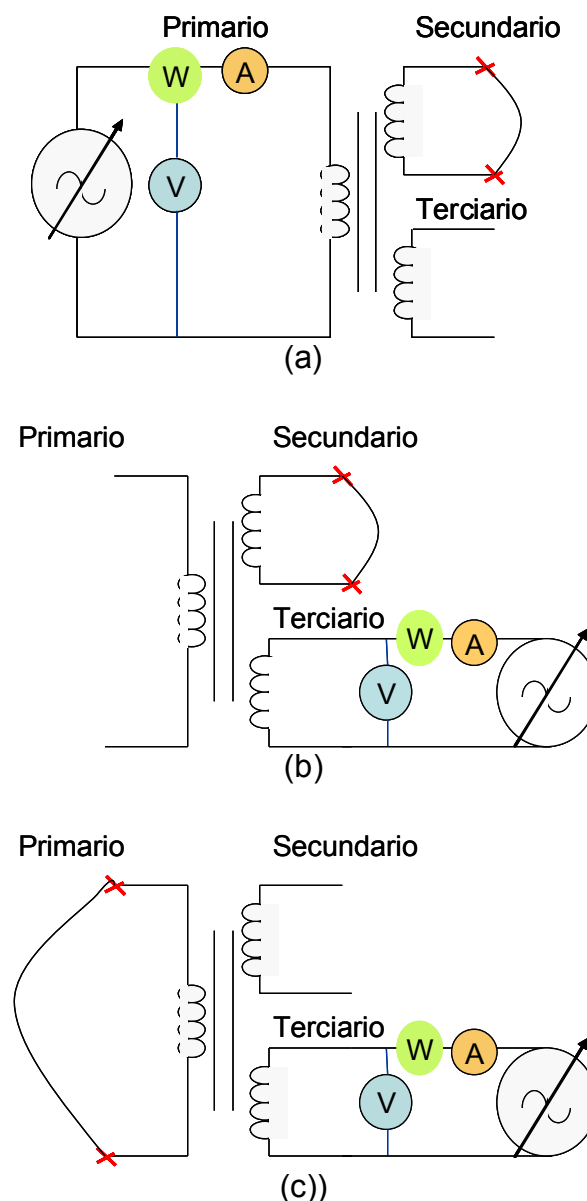


Figura 3.8 Diagramas de pruebas de corto circuito.

En el anexo I se muestran los resultados de todas las pruebas que se realizaron a los transformadores.

3.3 Ángulo de desplazamiento en transformadores trifásicos

El desplazamiento angular se define como el ángulo de fase en grados entre el voltaje de línea a neutro de la referencia identificada la terminal de alto voltaje y el voltaje de línea a neutro de la correspondiente terminal de bajo voltaje. El ángulo es positivo cuando la terminal de bajo voltaje retrasa la terminal de alto voltaje. La convención para la dirección de la rotación de los fasores de voltaje es considerada en sentido contrario a las manecillas del reloj.

El suministro de energía generada y transmitida es trifásico, de ahí que el agrupamiento de transformadores para transformaciones trifásicas sea de gran interés. Conexiones de transformadores trifásicos o tres transformadores monofásicos en un banco de tres fases puede crear un desplazamiento angular entre las terminales primarias y secundarias. El desplazamiento angular estándar para transformadores de dos bobinas se muestran en la Figura 3.9. La referencia para el desplazamiento angular se muestra como líneas discontinuas. El desplazamiento angular es el ángulo entre la línea dibujada de neutro a H1 y de neutro a X1 en dirección de las manecillas de reloj de H1 a X1. El desplazamiento angular entre las terminales del primario y el secundario pueden ser cambiadas de 0 a 330° en pasos de 30°, modificando las conexiones trifásicas del transformador. Por lo tanto, seleccionando las conexiones trifásicas apropiadas del transformador permitirá la conexión de sistemas con diferentes desplazamientos angulares. La Figura 3.9, muestra los desplazamientos angulares para los más comunes esquemas de conexión de transformadores

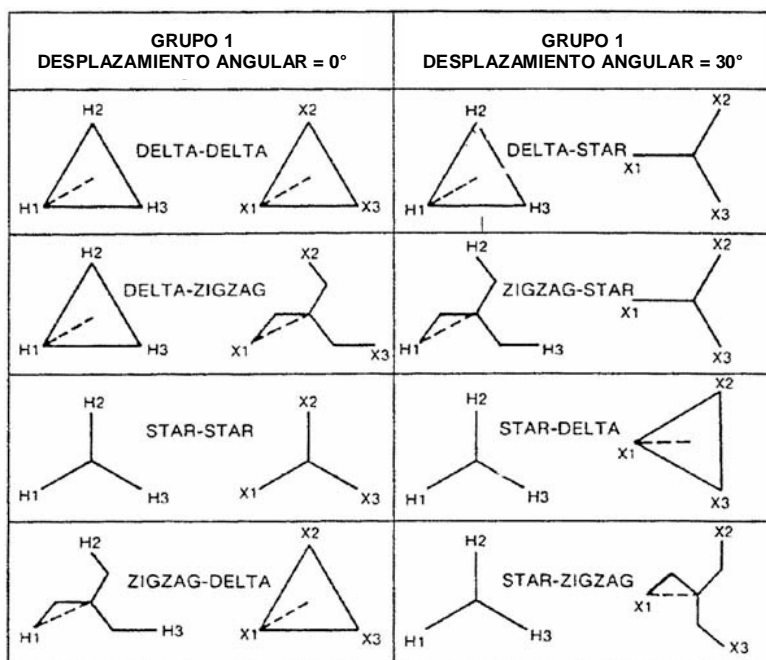


Figura 3.9 Desplazamientos angulares estándares para transformadores trifásico

3.4 Bibliografía

- [1] Irving L. Kosow. "Máquinas eléctricas y transformadores" Ed. Prentice Hall. Segunda Edición 1993. 704 pags.
- [2] Stephen J. Chapman. "Electric machinery and Power System fundamentals" Ed. McGraw Hill. 2002
- [3] Arthur R. Bergen. "Power Systems Analysis" Ed. Prentice Hall. 1986
- [4] John J. Winders, Jr. "Power Transformers, Principles and Applications". Ed. Marcel Dekker, Inc. 2002
- [5] MIT "Magnetic Circuits and transformers". Ed. John Wiley and Sons, Inc. 1949.
- [6] Llamas T. Armando; Acevedo P. Salvador; Báez J. Antonio; De los Reyes P. J. "Armónicas en sistemas eléctricos industriales" Editorial Lagares México, 2004. 250 pags.

CAPÍTULO 4 CONCEPTOS SOBRE RECTIFICADORES

4.1 Introducción

Los rectificadores o convertidores de corriente se caracterizan por transformar la corriente alterna en continua. De esta manera permiten la conversión directa desde un circuito alimentado con voltaje alterno, a poder alimentar la carga con corriente continua. Los rectificadores no controlados están formados exclusivamente por diodos, no necesitando circuitos de mando, por lo que los diodos conmutan de manera natural forzados por la fuente de alimentación.

Para entender cómo funciona un rectificador bastan con fijarnos en dos aspectos:

- a) Los conjuntos de diodos o conmutadores.
- b) La forma como están conectados los devanados que suministran las tensiones alternas a rectificar: el tipo de montaje.

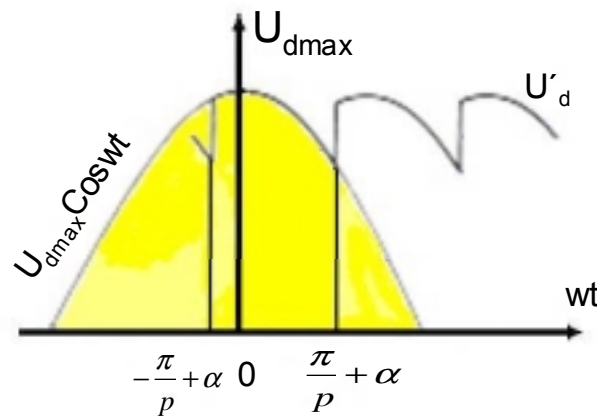


Figura 4.1 La rectificación

En la figura anterior observamos cómo el voltaje pulsante U'_d obtenido debido al voltaje sinusoidal rectificado de tiempo "T" o frecuencia angular "w" es formado de "p" porciones sinusoidales idénticas de amplitud U_{dmax} por ciclo.

4.2 Tipos de rectificadores

Para obtener un voltaje continuo se rectifica un conjunto de voltajes alternos sinusoidales que forman un sistema polifásico equilibrado. Estos voltajes son suministrados por una red monofásica o trifásica a través de un transformador, cuyas misiones son:

- a) Aislar galvánicamente la salida de corriente continua del generador de alterna.
- b) Acomodar el valor del voltaje de salida gracias a la relación de transformación.
- c) Mediante una configuración adecuada, contribuir a disminuir el rizado a la salida.

Una clasificación posible se basa en la forma como se conectan los devanados donde se encuentran las tensiones alternas:

- Rectificador tipo paralelo (P) o de media onda
- Rectificador tipo paralelo doble (PD) o rectificador de onda completa con la fuente conectada en estrella
- Rectificador tipo serie (S) o en puente con la fuente conectada en polígono

4.2.1 Rectificador de media onda (P)

Es el montaje más simple y únicamente utilizable para pequeñas potencias. El circuito básico y las formas de onda de su funcionamiento se muestran a continuación. El funcionamiento de dicho rectificador vendrá condicionado por el tipo de carga a la que esté conectado.

La conducción del diodo se produce durante el intervalo $0 < \omega t < \pi$, durante el cual el voltaje $V_{ak} > 0$. Si el diodo es ideal, durante el semiciclo positivo el voltaje de la entrada se aplicará directamente a la carga. No habiendo conducción durante el semiciclo negativo de $\pi < \omega t < 2\pi$.

En este tipo de rectificador cuando el voltaje de entrada es positivo, el diodo (considerado ideal) se polariza directamente y se comporta como un corto circuito y el voltaje de salida en el resistor, que actúa como carga, puede hallarse fácilmente a través de una división de voltaje. En caso contrario, cuando el voltaje de entrada es negativo, el diodo se polariza de forma inversa y el circuito se abre.

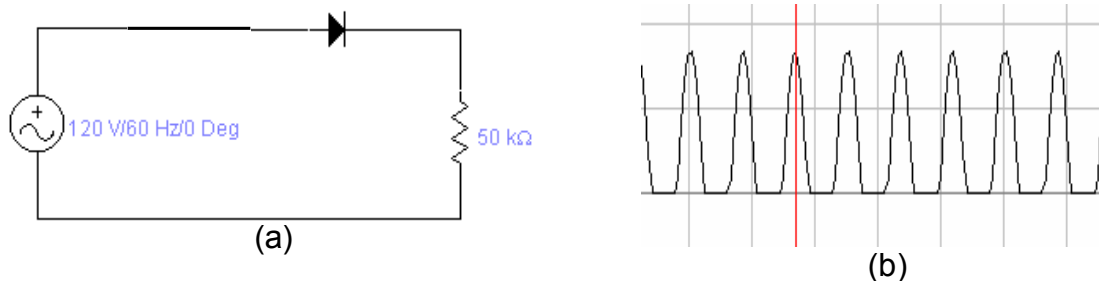


Figura 4.2 Circuito con diodo rectificador

4.2.2 Rectificador de onda completa (PD)

Es el montaje más sencillo, formado por 4 diodos y dos fases, aunque a primera vista podría ser monofásico si se considera el punto medio de transformador como ficticio. Su estructura y formas de onda más características se pueden ver en la **Figura 4.3**.

La rectificación de onda completa se puede llevar a cabo sin el uso del transformador, como por ejemplo con el rectificador de puente, el cual se muestra a continuación:

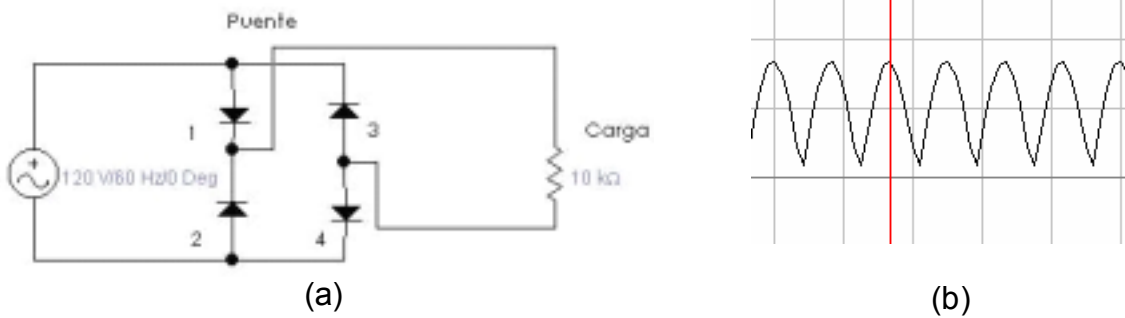


Figura 4.3 Rectificador de onda completa con 4 diodos

Cuando el voltaje de entrada es positivo, los diodos 1 y 4 conducen y los diodos 2 y 3 están en circuito abierto. Cuando el voltaje de la fuente es negativo, los diodos 2 y 3 conducen y los otros dos no.

4.2.3 Rectificador tipo serie (S)

El montaje más sencillo para este tipo de rectificadores es el trifásico, pues es el número mínimo de fases para formar una estructura en polígono. La tensión de salida es en cada instante igual a la suma de las tensiones positivas o a la suma de las tensiones negativas con el signo cambiado. El funcionamiento, desde el punto de vista de los diodos y de la carga, es el mismo que para los rectificadores P.D., pero el comportamiento de la fuente y los factores que lo caracterizan serán diferentes. Veamos a continuación el esquema para el rectificador trifásico en puente con la fuente conectada en polígono y sus formas de onda características.

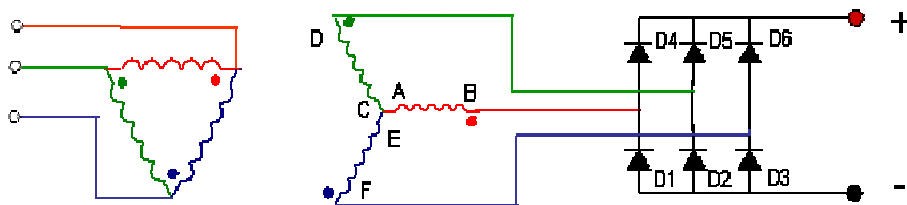


Figura 4.4 Rectificador trifásico onda completa

Si se considera el embobinado A-B de la **Figura 4.4**, cuando B sea positivo con referencia a A, la corriente que de él salga se dirigirá hacia D4, no pudiendo pasar por D1 ya que en ese instante se bloquea. Cuando B se haga negativo con respecto a A, la corriente que entrará por él vendrá del elemento rectificador D1 que ahora si permitirá el paso de corriente y el que quedará bloqueado será D4. El mismo ciclo ocurre en las tres fases pero con cierto desplazamiento producido naturalmente por la corriente trifásica. La corriente alterna de los embobinados se convierte en corriente directa o continua pulsante.

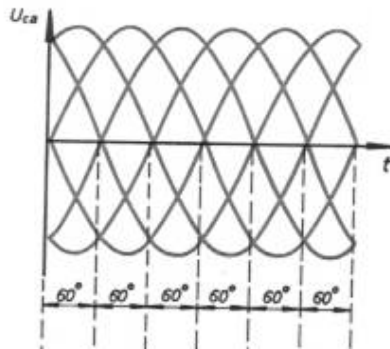


Figura 4.5 Formas de onda de voltajes requeridos

En la Figura 4.5, observamos las formas de onda de voltaje y corriente que caracterizan a un rectificador de seis pulsos.

4.3 Rectificador hexafásico de onda completa

Al igual que en el caso anterior, este rectificador se basa en la aplicación del puente de Graetz al rectificador hexafásico.

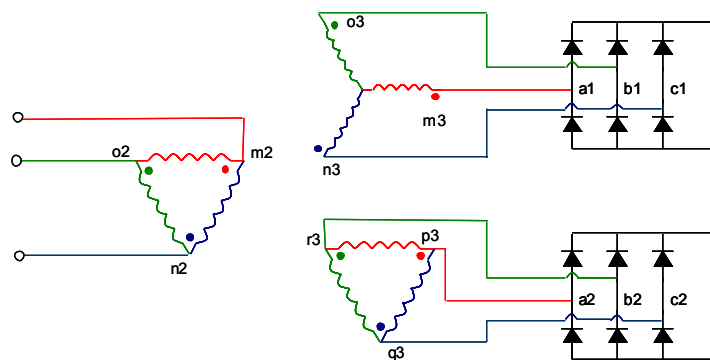


Figura 4.6 Rectificador hexafásico de onda completa

Se duplican el número de fases rectificadas ya que se aprovechan las dos tensiones y corrientes desfasadas entre sí 180° que produce cada uno de los devanados secundarios. En la figura anterior se muestra un rectificador hexafásico de onda completa sencillo.

Con esta configuración es posible conectar rectificadores a transformadores cuyos secundarios no dispongan del neutro. El número de fases a rectificar que se obtiene con estos es de doce desfasadas entre sí 30° para cubrir los 360° totales.

En la siguiente gráfica se puede observar el conjunto de tensiones y corrientes que aparecen en estos rectificadores. Nótese cómo la corriente y tensión rectificadas (U_R e I_R) son prácticamente horizontales concluyendo que el rendimiento de estas configuraciones es muy bueno.

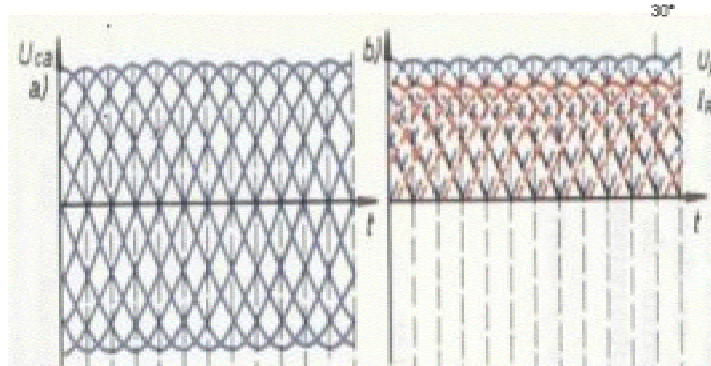


Figura 4.7 Voltajes obtenidos de un rectificador hexafásico

4.4 Cálculo de voltajes rectificados y series armónicas

Cálculo de voltajes rectificador y expansión en series armónicas

$$u_d' = U_{d \max} \cos(\omega t)$$

Valor promedio

$$U_{d0}' = \frac{1}{2\pi/p} \int_{-\pi/p+\alpha}^{\pi/p+\alpha} U_{d \max} \cos(\omega t) d\omega t$$

$$= \frac{p U_{d \max}}{2\pi} \left[\text{sen} \left(\frac{\pi}{p} + \alpha \right) - \text{sen} \left(-\frac{\pi}{p} + \alpha \right) \right]$$

$$U_{d0}' = U_{d \max} \frac{p}{\pi} \text{sen} \left(\frac{\pi}{p} \right) \cos \alpha$$

si $\alpha = 0$

$$U_{d0} = U_{d \max} \frac{p}{\pi} \text{sen} \left(\frac{\pi}{p} \right)$$

Valor rms

$$U_{dRMS}'^2 = \frac{p}{2\pi} \int_{-\pi/p+\alpha}^{\pi/p+\alpha} U_{d \max}^2 \cos^2(\omega t) d\omega t$$

$$= \frac{p}{2\pi} U_{d \max}^2 \left\{ \frac{1}{2} \left[\frac{\pi}{p} + \alpha - \left(-\frac{\pi}{p} + \alpha \right) \right] + \frac{1}{4} \left\{ \text{sen} \left[2 \left(\frac{\pi}{p} + \alpha \right) \right] - \text{sen} \left[2 \left(-\frac{\pi}{p} + \alpha \right) \right] \right\} \right\}$$

$$U_{dRMS}' = U_{d \max} \left[\frac{1}{2} + \frac{p}{4\pi} \text{sen} \left(\frac{2\pi}{p} \right) \cos(2\alpha) \right]^{1/2}$$

Si $\alpha = 0$

$$U_{dRMS} = U_{d \max} \left[\frac{1}{2} + \frac{p}{4\pi} \text{sen} \left(\frac{2\pi}{p} \right) \right]^{1/2}$$

Factor de rizado, factor de forma y factor de distorsión armónica

$$K_{u'd} = \frac{u'_{d \max} - u'_{d \min}}{2U_{d0}}$$

$$u'_{d \max} = U_{d \max} \quad \text{para } \alpha < \frac{\pi}{p}$$

$$u'_{d \max} = U_{d \max} \cos\left(-\frac{\pi}{p} + \alpha\right) \quad \text{para } \alpha > \frac{\pi}{p}$$

$$u'_{d \min} = U_{d \max} \cos\left(\frac{\pi}{p} + \alpha\right) \quad \text{para } \alpha < \frac{3\pi}{2} + \frac{\pi}{p}$$

$$u'_{d \min} = -U_{d \max} \quad \text{para } \alpha > \frac{3\pi}{2} + \frac{\pi}{p}$$

Factor de forma

$$FF_{ud} = \frac{U_{dRMS}}{U_{d0}}$$

Factor de distorsión armónica

$$\tau_{u'd} = (FF_{u'd}^2 - 1)^{1/2}$$

Las series de expansión de voltaje abarca una suma de términos constantes, todas las armónicas cuya frecuencia angular es igual a $p\omega$ y múltiplo, de ahí.

$$u_d' = U_{d0}' + \sum_{k=1}^{\infty} [A_{kp} \text{sen}(kp\omega t) + B_{kp} \text{cos}(kp\omega t)]$$

donde:

$$A_{kp} = \frac{pU_{d \max}}{2\pi(k^2 p^2 - 1)} \text{sen}\left[(kp+1)\frac{\pi}{p}\right] [4kp \text{cos}(kp\alpha) \text{sen}\alpha - 4 \text{sen}(kp\alpha) \text{cos}\alpha]$$

$$B_{kp} = \frac{pU_{d \max}}{2\pi(k^2 p^2 - 1)} \text{sen}\left[(kp+1)\frac{\pi}{p}\right] [-4kp \text{sen}(kp\alpha) \text{sen}\alpha - 4 \text{cos}(kp\alpha) \text{cos}\alpha]$$

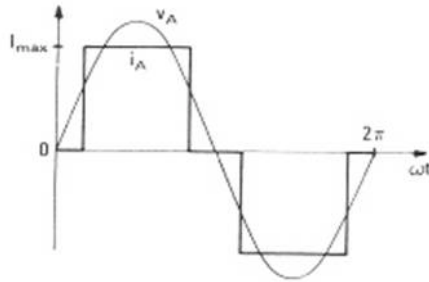
Amplitud de la frecuencia angular en términos de $k\omega$

$$U_{dkp}' \sqrt{2} = (A_{kp}^2 + B_{kp}^2)^{1/2}$$

$$U_{dkp}' \sqrt{2} = U_{d0} \text{cos}\alpha \frac{2}{k^2 p^2 - 1} (1 + k^2 p^2 \tan^2 \alpha)^{1/2}$$

4.5 Corrientes armónicas en rectificadores trifásicos

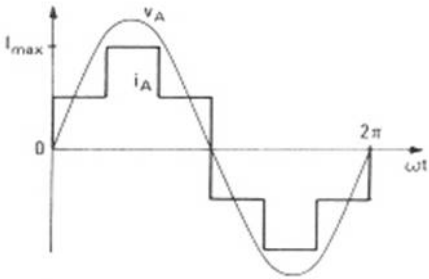
En la siguiente figura se muestran las formas de ondas de las corrientes de línea absorbidas por los más comunes rectificadores no controlados.



$$p = 6$$

$$I_1 = 0.78 I_{\max} = \frac{U_{d0} I_d}{3V_L}$$

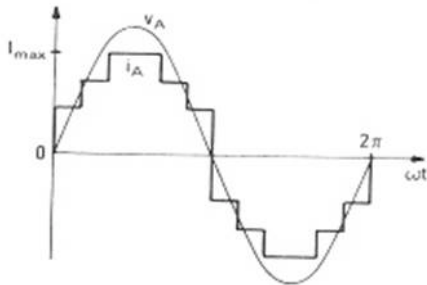
$$i_A = I_1 \sqrt{2} \left[\begin{aligned} & \text{sen}(wt) - \frac{1}{5} \text{sen}(5wt) - \frac{1}{7} \text{sen}(7wt) + \\ & + \frac{1}{11} \text{sen}(11wt) + \frac{1}{13} \text{sen}(13wt) - \dots \end{aligned} \right]$$



$$p = 6$$

$$I_1 = 0.678 I_{\max} = \frac{U_{d0} I_d}{3V_L}$$

$$i_A = I_1 \sqrt{2} \left[\begin{aligned} & \text{sen}(wt) - \frac{1}{5} \text{sen}(5wt) - \frac{1}{7} \text{sen}(7wt) + \\ & + \frac{1}{11} \text{sen}(11wt) + \frac{1}{13} \text{sen}(13wt) - \dots \end{aligned} \right]$$



$$p = 12$$

$$I_1 = 0.724 I_{\max} = \frac{U_{d0} I_d}{3V_L}$$

$$i_A = I_1 \sqrt{2} \left[\begin{aligned} & \text{sen}(wt) + \frac{1}{11} \text{sen}(11wt) + \\ & + \frac{1}{13} \text{sen}(13wt) + \frac{1}{23} \text{sen}(23wt) + \\ & + \frac{1}{25} \text{sen}(25wt) + \dots \end{aligned} \right]$$

4.6 Efectos de los rectificadores sobre la red de alimentación

Como consecuencia del incremento de componentes electrónicos de potencia, en la red de distribución eléctrica, se ha cuestionado los efectos que pueden generar dichas cargas sobre el grado de rendimiento en el uso de la potencia. Debido a esto, es deseable obtener un parámetro que nos muestre cuantitativamente el desempeño dentro del sistema, tal es el caso del **factor de potencia**.

En términos eléctricos, este concepto se puede definir como: “La razón entre la potencia media consumida por una carga cualquiera, medida en volts, y el producto de los valores rms de la tensión y corriente medidos en terminales y dados en volts-ampères”.

Y se puede expresar con la siguiente fórmula:

$$FP = \frac{\text{Potencia Activa}}{\text{Potencia Aparente}} = \frac{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_e(t) \cdot I_e(t) \cdot dt}{V_{e-rms} \cdot I_{e-rms}}$$

De la ecuación anterior, se puede ver que para un sistema alimentado con tensión monofásica se tiene:

$$FP = \frac{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_e(t) \cdot I_e(t) \cdot dt}{\sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_e(t)^2 dt \cdot \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_e(t)^2 dt}}$$

Donde V_e e I_e son el voltaje y la corriente de entrada de la red y para el caso de cargas lineales, donde Φ es el desplazamiento entre las componentes fundamentales de la corriente y el voltaje de entrada.

En el caso de cargas no lineales, no aplica la fórmula anterior y se agrega un parámetro conocido como factor de ángulo de fase o factor de desplazamiento (FD), definido como: “La relación entre la potencia total consumida por una carga alimentada por un generador de voltaje senoidal y la potencia aparente suministrada por las componentes fundamentales de tensión y corriente”.

El uso de fuentes conmutadas de alimentación, las cuales incluyen rectificadores, es una práctica frecuente dentro de los sistemas de potencia, sin embargo, representa una carga no lineal a la línea de entrada. Esto, produce una corriente pulsante con elevado valor rms y alto contenido armónico, lo cual puede ocasionar problemas en la red de distribución eléctrica.

La distorsión armónica provoca dos efectos de consideración:

- ❖ Los armónicos de la corriente de entrada distorsionarán la tensión, debido a la impedancia finita de la fuente de potencia. Esta distorsión se verá reflejada como la indeseada interferencia electromagnética (EMI)
- ❖ Las componentes armónicas de la corriente no están emparejadas con componentes de tensión, y por ende, no producirán una potencia aprovechable, lo cual se verá reflejado en el factor de potencia.

4.6.1 Consecuencias

Una vez visto lo que conlleva el uso de rectificadores dentro del sistema de potencia, puedo listar algunas de las consecuencias probables si no se toman las medidas necesarias:

- a. Los picos de corriente elevados pueden causar la destrucción de los conmutadores de protección ante sobrecorrientes o en los fusibles.
- b. Se necesitará corregir el factor de potencia para aumentar la potencia estándar disponible en las tomas de corriente.
- c. Las corrientes de entrada distorsionadas no senoidales no se cancelarán mutuamente, lo cual originará la aparición de una corriente elevada en la línea neutra y un posible daño al cableado de esa línea dado que no cuenta con protección.
- d. La distorsión de la corriente puede causar interferencias con otros equipos conectados a la red de distribución.

4.7 Bibliografía

- [1] Guy Seguíer. "Power Electronic Converters". Ed. McGraw-Hill. 1986. 362 pags.
- [2] Dagá Gelabert, Oñós Prados, Ramírez Vázquez, Ruíz Vassallo. "Transformadores Convertidores" Ed. CEAC. Barcelona 1986. 925 pags.
- [3] IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems., IEEE, Inc., 345 East 47th. Street, New York, NY 10017, USA.
- [4] Calderón González, Jorge Isaac (1988) "Armónicas en sistemas eléctricos de horno de arco". Tesis de ITESM. Monterrey, N. L.
- [5] Scoles, Graham J. "Handbook of rectifier circuits" Chichester E. Horwood. New York. Wiley: 1980.

CAPÍTULO 5

RECTIFICADOR DE 24 PULSOS

5.1 Introducción

La utilización de transformadores para la conversión de CA a CD es más frecuente debido a sus ventajas operativas y eficacia dentro de los procesos de producción, la industria de acero es quien más utiliza este tipo de sistemas. Las transformaciones polifásicas de 3 a 12 fases, son un paso en el proceso de rectificación. Se tienen varias ventajas de la rectificación polifásica con respecto a la monofásica:

- Menor contenido de fluctuaciones tanto por las fundamentales como por las armónicas de mayor orden en la onda de salida, que necesita filtros de suavizamiento menos complejos.
- Los transformadores se usan con más eficiencia porque la relación de potencia de salida de CD por kVA, es mayor en la conversión polifásica.
- Se tiene una relación de voltaje mayor de CD a CA (media a rms) a medida que aumenta el número de fases.
- Aumenta la eficiencia general del proceso de conversión.

Otra de las preocupaciones por el uso de cargas no lineales en los sistemas eléctricos es la generación de corrientes armónicas, de ahí la necesidad de tener buenos equipos acondicionadores o sistemas eléctricos bien diseñados para reducir al mínimo los niveles de distorsión que se pudieran generar.

En el presente capítulo se demuestra las ventajas de instalar un rectificador de 24 pulsos para alimentar hornos de inducción, se compara las ventajas con respecto a los rectificadores de 6 y 12 pulsos.

5.2 Diseño del rectificador

Para transformar una fuente de voltaje trifásico se necesitan ya sea un banco de tres transformadores monofásicos idénticos, o bien un solo transformador polifásico que tenga seis devanados, en un núcleo común de hierro. En este trabajo utilizaremos transformadores monofásicos individuales para fabricar un rectificador de 24 pulsos cuyo diseño permita observar claramente su comportamiento en las etapas de rectificación de 6 y 12 pulsos, por lo anterior se utilizarán 12 transformadores con la misma capacidad y los mismos voltajes nominales de alta y baja.

5.2.1 Características de los transformadores monofásicos

Considerando que el voltaje de línea trifásico del que se dispone en el laboratorio para excitación de los transformadores es 220 Vca, 60 Hz; todos los

transformadores deberán tener un primario H1-H2 a 220 Vca. La carga requiere de 120 Vcc y una potencia de 120 watts.

Paso 1. Determinación del esquema de conexiones

Recordando los conceptos vistos en los capítulos 3 y 4, tenemos que para lograr un rectificador de 6 pulsos a través de bancos transformadores se requiere que éstos estén conectados delta-delta o delta-estrella, que para conectarse en paralelo deben tener los mismos voltajes primarios y secundarios, al igual que la misma secuencia de fase, polaridad instantánea y faseo para producir el mismo desplazamiento de fase. Una conexión delta-delta tiene un desplazamiento de fase igual a cero grados, una conexión delta-estrella presenta un desplazamiento de fases igual a 30 grados.

En la Figura 5.1, observamos los tres voltajes de línea están desplazados 120° , V_{RN} , V_{SN} y V_{TN} .

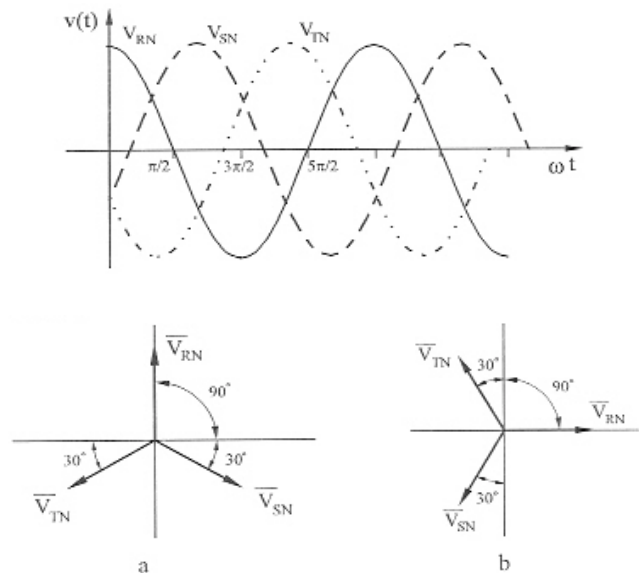


Figura 5.1 Voltajes de alimentación

Para lograr un rectificado de 24 pulsos se necesita que exista un desplazamiento de 15° entre los voltajes de salida de los bancos trifásicos.

$$\alpha = \frac{360}{25} = 15^\circ$$

Paso 2. Determinación de los voltajes secundarios

Con las conexiones seleccionadas en el paso 1, se tienen voltajes desfasados 30° , pero el diseño nos exige que exista un desplazamiento de 15° , se realiza la convección que se muestra en la figura 5.2 y así determinar el voltaje que se requiere para lograr el desplazamiento entre los voltajes.

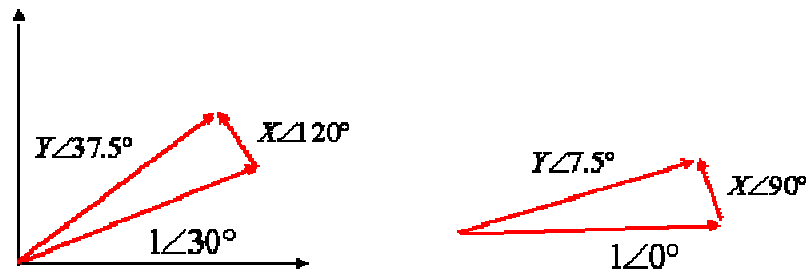


Figura 5.2 Diagrama fasorial del voltaje de salida de los transformadores

$$1 + jX = Y(\cos(7.5^\circ)) + jY(\sin(7.5^\circ))$$

$$1 + jX = Y * 0.99144 + jY * 0.13053$$

Tenemos :

$$A = C$$

$$1 = Y0.99144 \therefore Y = \frac{1}{0.99144}$$

$$Y = 1.00863$$

$$B = D$$

$$X = Y * 0.13053 = (1.00863) * (0.13053)$$

$$X = 0.13165$$

Aplicando :

$$A + jB = C + jD$$

$$A = C$$

$$B = D$$

El voltaje primario es de $V_p = 220V_{ca}$, como se necesita tener 120 Vcc a la salida los voltajes del secundario son $V_s = 120/\sqrt{2} = 84.85 V_{ca}$. Para lograr que los voltajes del conjunto de bancos tengan un desplazamiento de 15° entre ellos se requiere un devanado terciario. El voltaje de este devanado esta dado por:

$$V_t = \frac{220}{\sqrt{3}} * 0.13165 = 16.72 V_{ca}.$$

Teniendo los voltajes de diseño de los transformadores se determina la capacidad de carga que debe soportar. Considerando una carga puramente resistiva de 173Ω , vemos que, se establece que la carga operara a un 90% de su capacidad nominal $(83.3) * 0.9 \cong 75 VA$

Considerando las conexiones de los transformadores para lograr los 24 pulsos se fabricarán 12 transformadores con las siguientes características:

Seis transformadores monofásicos

- 75 VA
- Voltaje primario 220.0 Vac
- Voltaje secundario 85.0 Vac
- Voltaje terciario 16.7 Vac

Seis transformadores monofásicos

- 75 VA
- Voltaje primario 220.0 Vac
- Voltaje secundario 49.0 Vac
- Voltaje terciario 16.7 Vac

Una vez maquilados los transformadores se realizan las pruebas de caracterización para determinar el grado de homogeneidad entre ellos. Se verifica polaridades, se someten a la prueba de circuito abierto y de corto circuito. En el anexo I, se muestran los resultados de las pruebas.

5.3 Procedimiento para implementar el prototipo de rectificador

Se seleccionan los transformadores que tengan las características más similares. El arreglo de conexiones se muestra en la figura 5.3. Cada banco esta formado por tres transformadores, los colores identifican los devanados de cada uno de ellos y los puntos la polaridad. Se realiza el cableado por separado para cada uno de ellos sin perder la secuencia negativa.

Los puentes de rectificación se fabricaron con diodos de 5 amp., tipo 6A8 de la marca Microsemi. En la figura se observa el detalle de las conexiones.

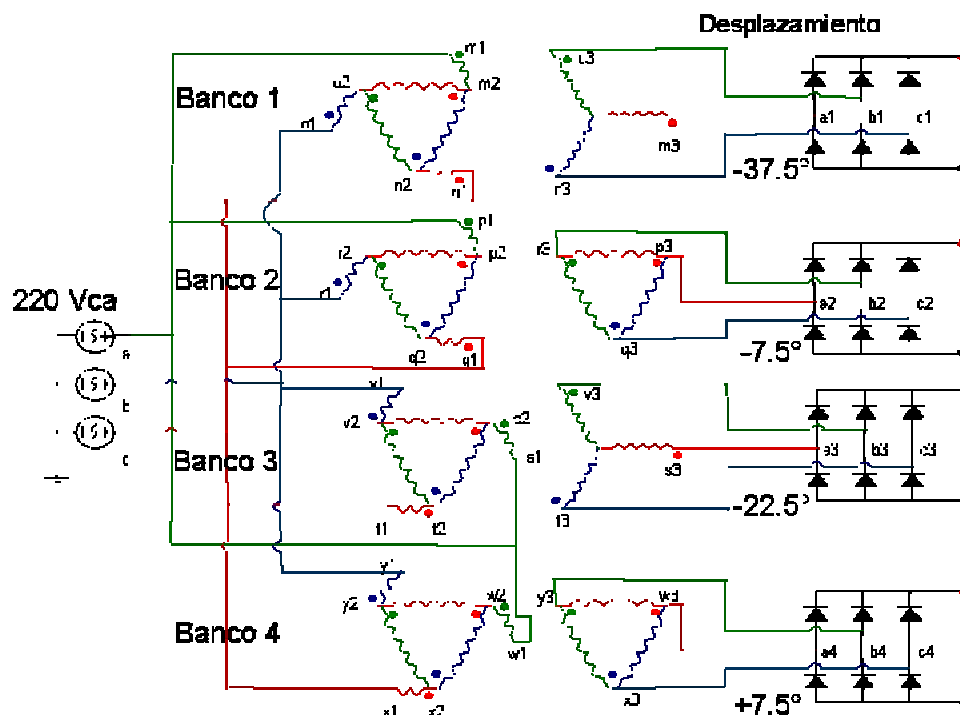


Figura 5.3 Conexiones de los bancos de transformadores

Antes de conectar los bancos a la alimentación trifásica se verifica la secuencia de fases en la alimentación. Se prueba cada uno de los bancos para verificar que las conexiones se hayan realizado adecuadamente. Por precaución, no se cierran las deltas de los secundarios hasta que no se compruebe con el voltímetro que no existe diferencia de potencial entre las terminales.

5.4 Pruebas y análisis de los resultados

Para mostrar el comportamiento del rectificador, se analiza en dos partes, la primera considerando el caso de un rectificador no controlado y la segunda como si existiera rectificación controlada.

Para la adquisición de la información durante las pruebas realizadas al prototipo de rectificador se utiliza el siguiente equipo:

- a) Un secuencímetro
- b) Un osciloscopio marca Tektronix, modelo THS720P
- c) Tres analizadores de calidad de energía, marca Fluke, modelo 43B

5.4.1 Rectificación no controlada

Como los bancos de transformadores ya conectados y cuidadosamente probados, se instalan los puentes de diodos trifásicos. Posteriormente se le acopla la carga a cada uno. Al habilitar los puentes rectificadores de diodos se conectan como carga lámparas incandescentes de 200 W a 220 V. Se prueba independientemente cada uno de los bancos. A continuación analizaremos a los bancos 1 y 2.

En la siguiente figura se observa el banco número I que se integra a su vez por los bancos 1 y 2 de transformadores. En este arreglo se encuentran un juego de transformadores conectados delta-estrella y otro juego conectados delta-delta y sus corrimientos de fase esta en -37.5° y -7.5° .

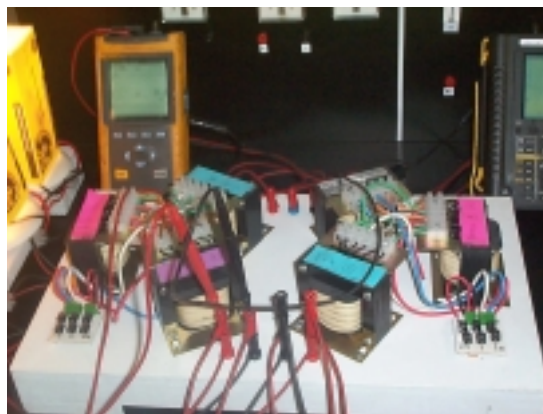


Figura 5.4 Banco 1 y 2 en operación

La forma de onda de la corriente que se observa en la alimentación de los transformadores delta-estrella se observa en la figura 5.5. Esta gráfica corresponde a la corriente que paso por la fase B del sistema.

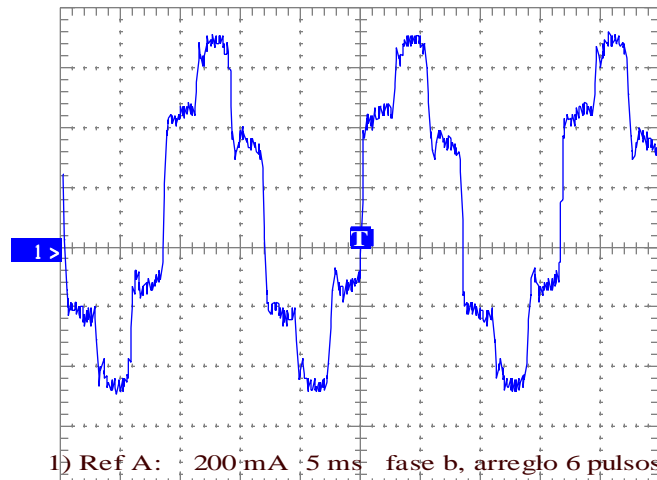


Figura 5.5 Forma de onda de la corriente a la entrada del banco delta-estrella

La figura 5.6 muestra la forma de onda de la corriente característica del banco de transformadores conectados en delta-delta.

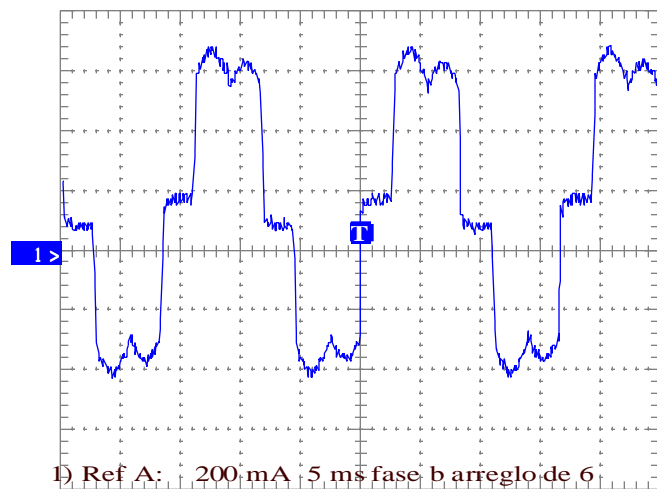


Figura 5.6 Forma de onda de la corriente a la entrada del banco delta-delta

Cuando se midió la corriente en la misma fase en el punto de alimentación principal de los dos bancos de transformadores se encontró la forma de onda que se observa en la figura 5.7.

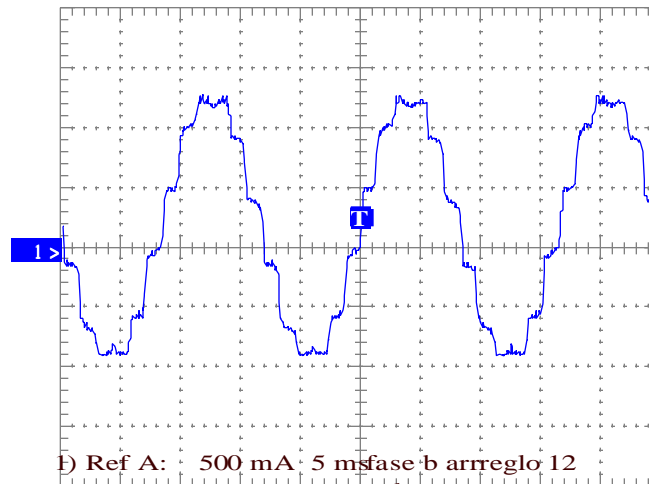


Figura 5.7 Forma de onda de corriente en la alimentación del banco I

Para el otro conjunto de transformadores (banco 3 y banco 4), se conectaron de tal forma que obtuviera un desplazamiento de -22.5° y $+7.5^\circ$. Así se logra que entre cada conjunto excitan los 30° y entre los bancos I y II se tengan 15° para poder tener la rectificación de un 24 pulsos.



Figura 5.8 Bancos 3 y 4

La figura 5.8 muestra el banco II de transformadores, la figura 5.9 muestra la forma de onda característica de los transformadores conectados en delta-estrella.

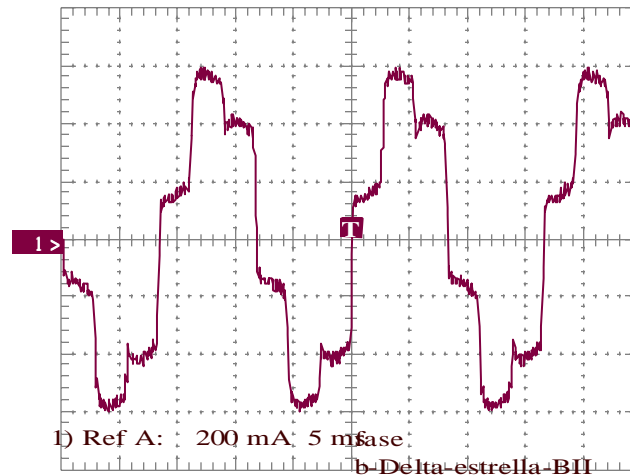


Figura 5.9 Forma de onda de corriente en la entrada del banco 3

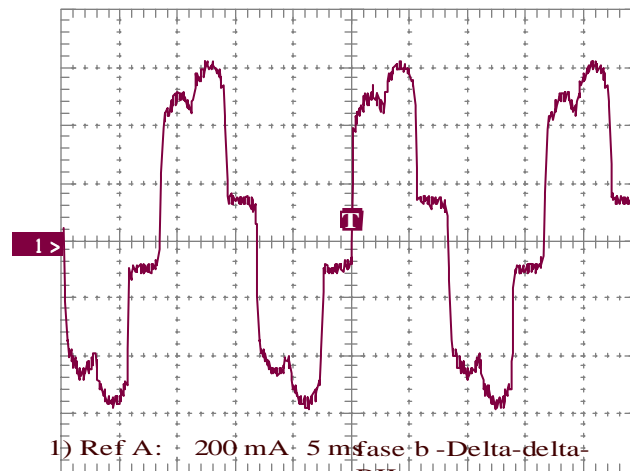


Figura 5.10 Forma de onda de corriente a la entrada del banco 4

La figura 5.10 indica la forma de onda de corriente de los transformadores conectados en delta-delta y finalmente observamos la forma de onda de corriente registrada también en la fase “B” de todo el banco de transformadores, que es la característica de un rectificador de 12 pulsos (figura 5.11)

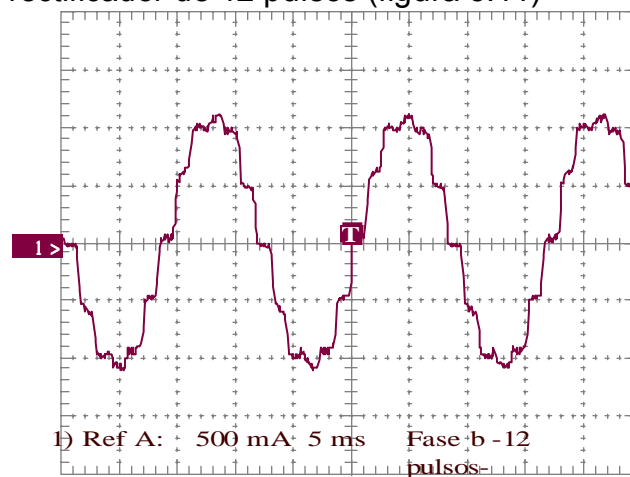


Figura 5.11 Forma de onda de corriente en la alimentación del banco II

Posteriormente al poner en paralelo ambos bancos de transformadores con la alimentación principal. Observamos cómo se modifica la forma de la onda de corriente.

En la figura 5.12 se observa sobre la mesa de laboratorio el prototipo implementado, se apoyó con el medidor de la marca Power Measurement instalado en la mesa.



Figura 5.12 Rectificador de 24 pulsos no controlado

Las formas de onda de corriente y voltaje de la alimentación principal se observan en las figuras 5.13 y 5.14.

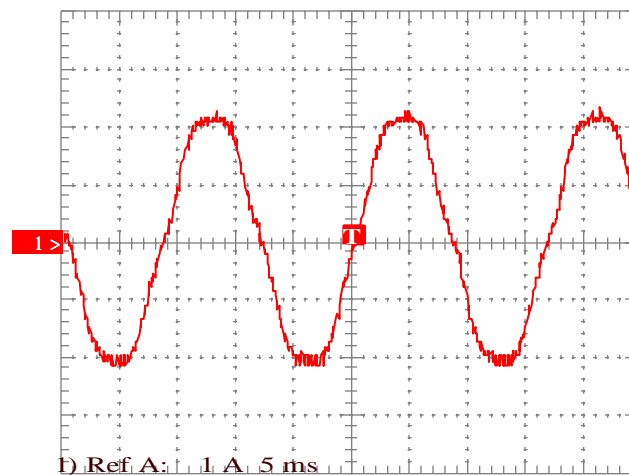


Figura 5.13 Forma de onda de la corriente en la fuente de alimentación

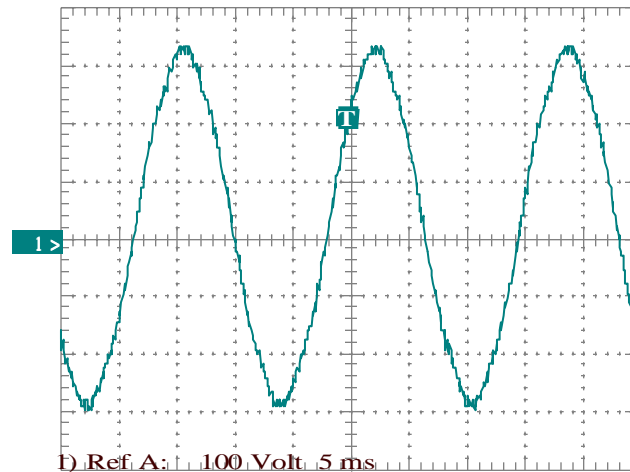


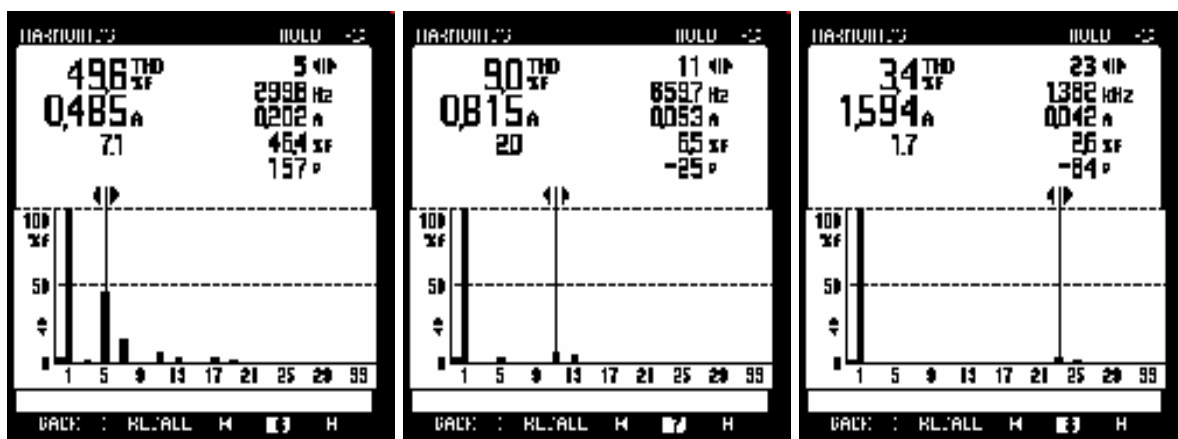
Figura 5.14 Forma de onda del voltaje en la alimentación

En la tabla 5.1 vemos los valores de voltajes, corrientes y potencias registrados durante la prueba del rectificador.

	Fase a	Fase b	Fase c
Voltajes	221.1 V	221.5 V	221.5 V
Corrientes	0.761 A	0.757 A	0.754 A
Potencia real	288.0 W	288.2 W	287.9 W

Tabla 5.1 Valores rms de cada una de las fases de la alimentación

Para evaluar la distorsión armónica en corriente del rectificador se utiliza el analizador de calidad de energía “Fluke 43B”. Se hace una comparación entre los diferentes bancos que ilustran la rectificación de 6, 12 y 24 pulsos.



Seis pulsos

Doce pulsos

Veinticuatro pulsos

Figura 5.15 Distorsiones armónicas en corriente

En la figura 5.15 observamos a detalle los por cientos de distorsiones armónicas de acuerdo a cada tipo de rectificador analizado. Destacando cómo se reduce el % del THD considerablemente.

Otra de las ventajas del rectificador de 24 pulsos es la pureza de la rectificación de las siguientes figuras 5.16, 5.17 y 5.18 observamos el voltaje rms de la cresta o rizado del voltaje de directa. Entre mayor sea el rectificado mejor calidad del voltaje rectificado.

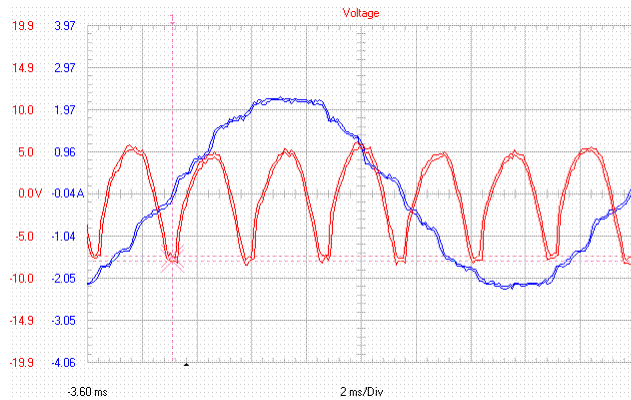


Figura 5.16 Rectificador de 6 pulsos

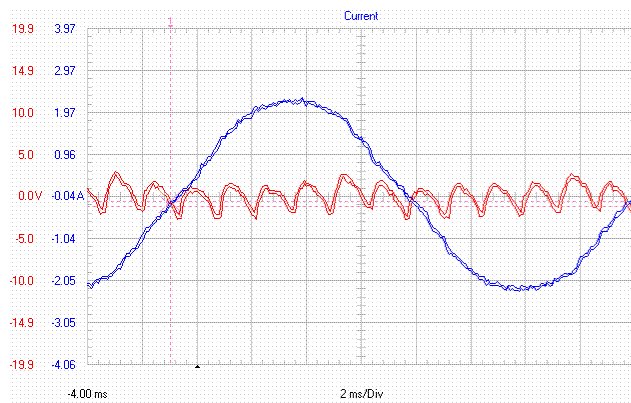


Figura 5.17 Rectificador de 12 pulsos

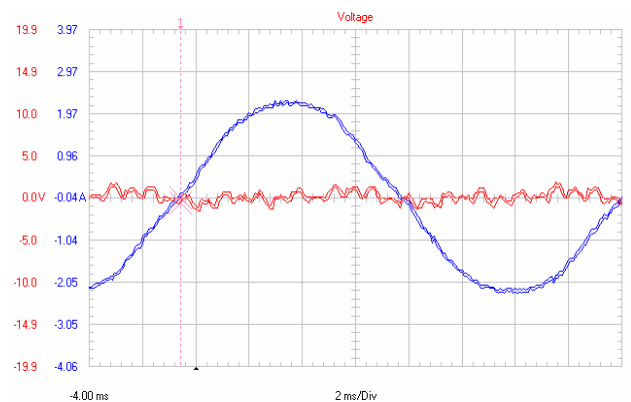


Figura 5.18 Rectificador de 24 pulsos

5.4.2 Rectificador de 24 pulsos con controladores

Por la existencia de rectificadores controlados en los sistemas eléctricos se presentan otros problemas de calidad de energía. En el siguiente esquema se analiza el comportamiento del banco de rectificación cuando se alimentan cargas no lineales y utilizan diferente ángulo de disparo los SCR's. Se instalaron reguladores de voltaje (dimmer) en serie con una lámpara incandescente de 100W, como se ilustra en la figura 5.19.

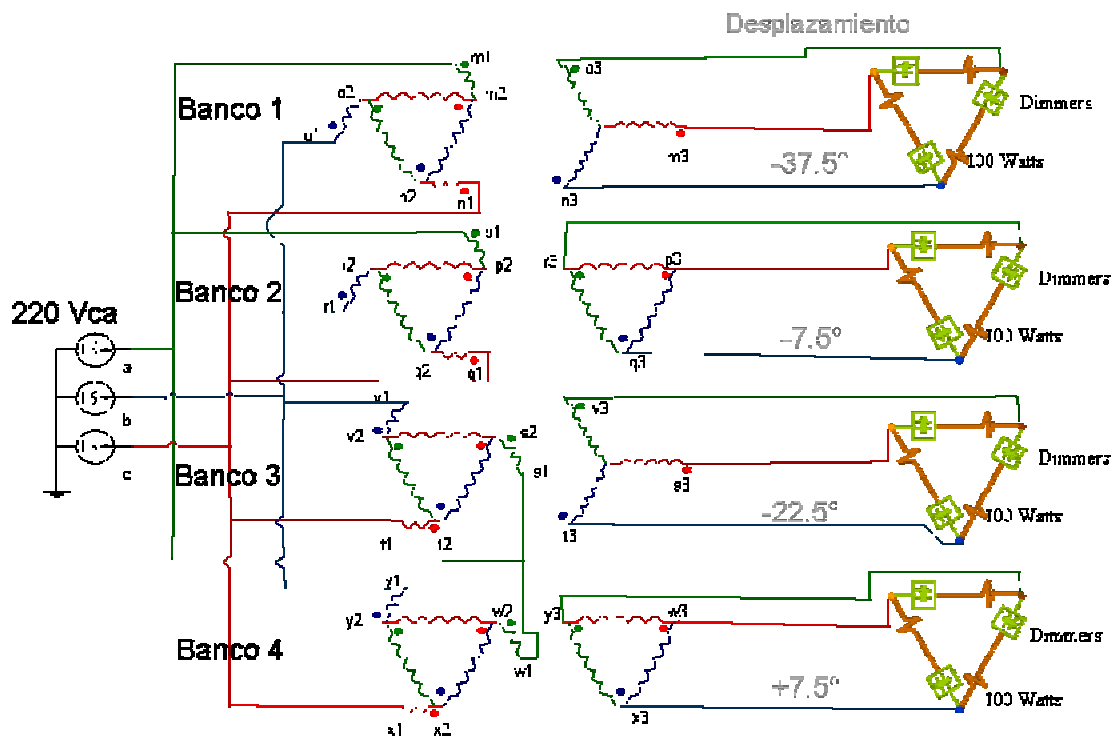


Figura 5.19 Rectificador de 24 pulsos con rectificación controlada

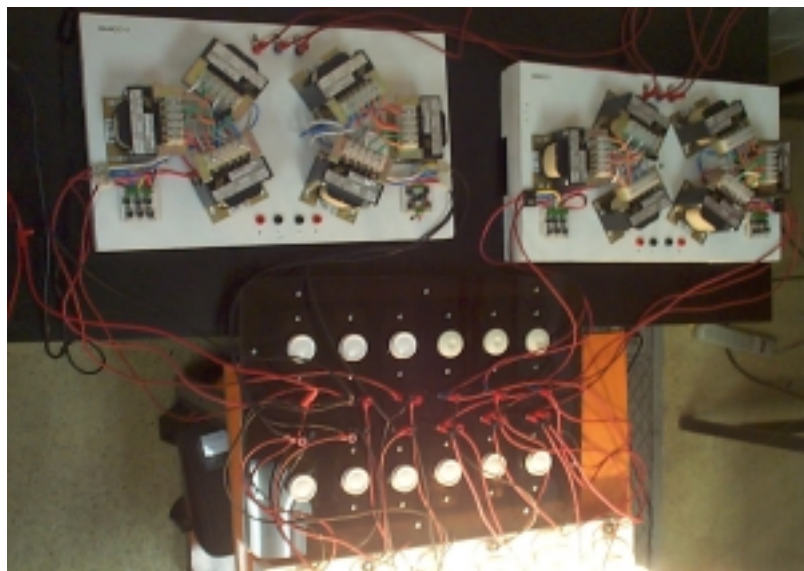


Figura 5.20 Fotografía de las conexiones realizadas al prototipo del rectificador

Al realizar el análisis armónico en cada uno de los diferentes pasos de rectificación, estando balanceada la carga del rectificador se puede observar la efectividad de la implementación del rectificador de 24 pulsos ya que el porcentaje de distorsión disminuye y se recorre a armónicas más altas. En la figura 5.21 se observan las mediciones obtenidas del rectificador. Las armónicas quinta y séptima del rectificador de 6 pulsos son disminuidas con el arreglo de rectificación de 12 pulsos al igual que la distorsión total en el sistema. Al implementarse la rectificación de 24 pulsos aparecen armónicas 23 y 25 y las demás son atenuadas.

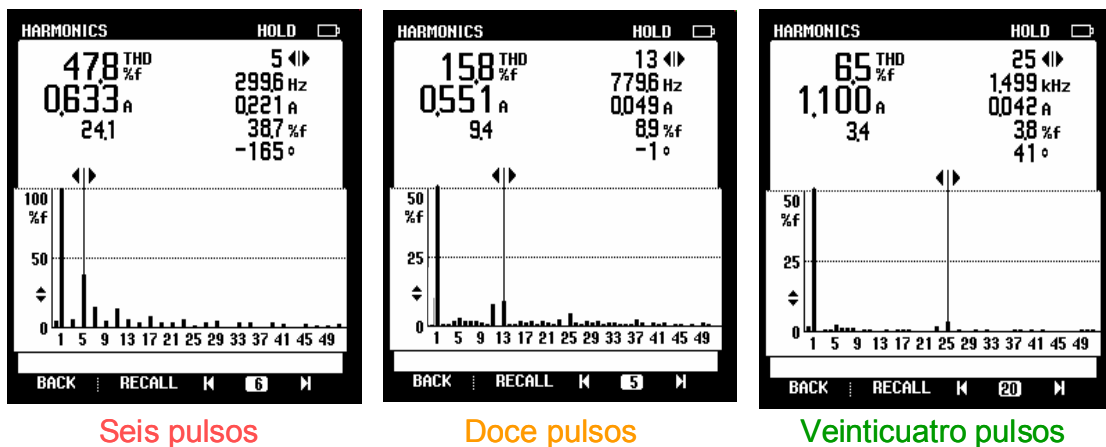


Figura 5.21 Distorsión armónica en corriente para los diferentes arreglos de rectificadores

La forma de onda del voltaje en las terminales de la carga, presenta las muescas características provocadas por la conmutación de los SCR's. Este fenómeno también se puede llegar a presentar en la alimentación principal de bancos de transformadores cuando la impedancia de la fuente es muy grande.

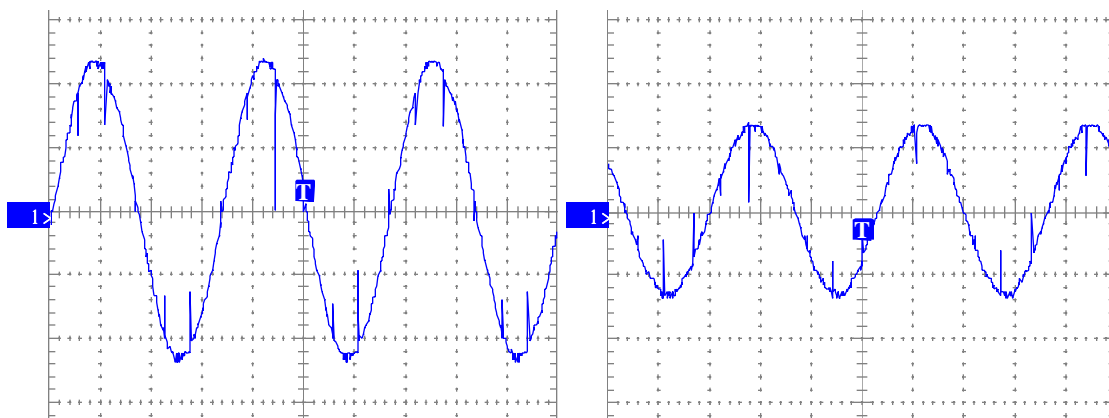


Figura 5.22 Muescas en la forma de onda del voltaje en la alimentación principal

Durante las pruebas realizadas en el laboratorio, se registraron los valores instantáneos de voltaje y corriente que se muestran en la figura 5.23. Como el transformador que alimenta la carga de los laboratorios es de una capacidad mucho mayor en kVA comparado con la carga del rectificador, no se presenta el fenómeno de muescas en el voltaje.

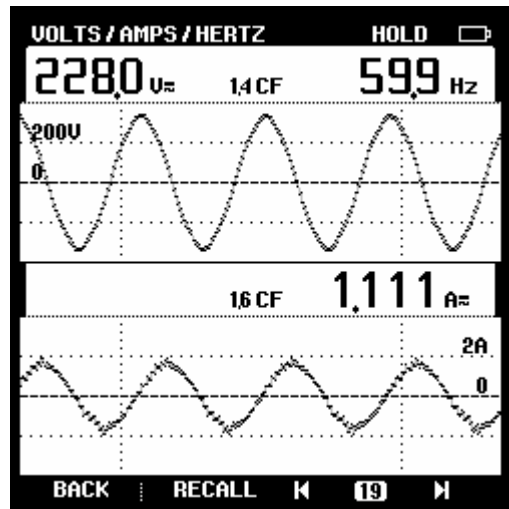


Figura 5.23 Voltaje y corriente en la alimentación principal

5.5 Bibliografía

- [1] Yasuyuki Nishida, Mutsuo Nakaoka. "A new harmonic reducing three-phase diode rectifier for high voltage and high power applications". Nakoaka Lab, The Graduate School of Science and Engineering, Yamaguchi University. Japan
- [2] Dranetz Technologies, Inc., "The Dranetz Fiel Handbook for Power Quality Analysis", 1991. Dranetz Technologies, Inc., Edison, NJ. 18818.
- [3] ANSI/IEEE, "Pool Cathode Mercury-Arc Rectifier Transformer", ANSI/IEEE C57.18-1964, Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, NJ, 1964.
- [4] Muhannad H. Rashid. "Electrónica de potencia, circuitos, dispositivos y aplicaciones". Ed. Pearson. 2ª Edición. 1995.
- [5] IEEE. "Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems". IEE Std. 519-1992. Institute of Electrical and Electronic Engineers
- [6] Muhammad H. Rashid "Power Electronic, Handbook". Academic Press, 2001.

CAPÍTULO 6. SOBREVOLTAJE TRANSITORIOS

6.1 Introducción

Existen innumerables aplicaciones en la industria donde los procesos se optimizan gracias a las ventajas que ofrecen los convertidores, pero desafortunadamente en algunas ocasiones producen problemas que afectan la continuidad del servicio.

El fenómeno de muescas en la forma de onda de voltaje. En el circuito rectificador trifásico, la corriente es encendida por los SCR's (silicon controlled rectifier) consecutivamente. Una vez encendido, un SCR conduce el tiempo durante el cual su voltaje de fase es particularmente más positivo que el voltaje de las otras dos fases. En la práctica, el encendido de un SCR es retrasado para regular la salida y no ocurre hasta que su fase de voltaje es significativamente mayor al de la fase que conducía anteriormente. Debido a la inductancia en el circuito fuente del SCR, la corriente no puede cambiar abruptamente en la fase entrante ni tampoco puede caer instantáneamente en las fases que conducían anteriormente.

En la figura 6.1, se observa el aspecto típico de muescas en la forma de onda de voltaje.

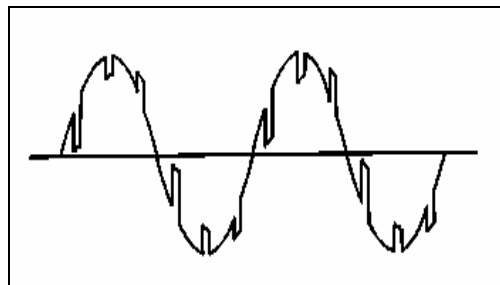


Figura 6.1 Voltajes de L-L a la entrada de un puente rectificador

El efecto ringing es un fenómeno secundario causado por la rápida conmutación de SCR's. El ringing es una oscilación de alta frecuencia que sigue el encendido repentino de un SCR. Es el resultado de la resonancia de alta frecuencia que ocurre en el sistema de alimentación del rectificador debido a la inductancia y capacitancia inherente en los elementos del circuito.

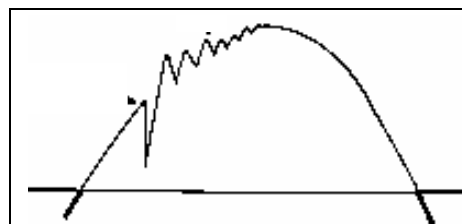


Figura 6.2 Efecto de ringing.

En esta sección se expone la solución al problema de sobrevoltajes transitorios en drives de corriente directa, los cuales provocaban que un varistor de la protección del drive fallara.

Por las características de diseño del sistema eléctrico (de este caso) y la operación propia de los rectificadores trifásicos se presenta el fenómeno de muescas acompañado de ringing (oscilación transitoria de alta frecuencia en la forma de onda), en magnitudes elevadas.

En las siguientes secciones se describe a detalle la situación de amplificación encontrada en los drives, apoyándose con mediciones realizadas en sitio y simulaciones computacionales. Así mismo se analiza la solución recomendada y el efecto con su implementación

6.2 Caso de estudio

El caso de estudio es una línea de prensado de papel que cuenta con un arreglo de 10 motores (75 hp c/u) Cada uno de ellos es controlado por un rectificador trifásico alimentado a 460 Vrms entre líneas. En esta línea de prensado se ha experimentado disminuciones en los niveles de producción debido a la falla de varistores de la protección (contra sobrevoltaje) en algunos de los rectificadores, al fallar uno de ellos provoca el paro por completo del proceso de la línea.

En la figura 6.3 se observa el diagrama unifilar del sistema eléctrico simplificado, ya que la línea de prensa diez motores.

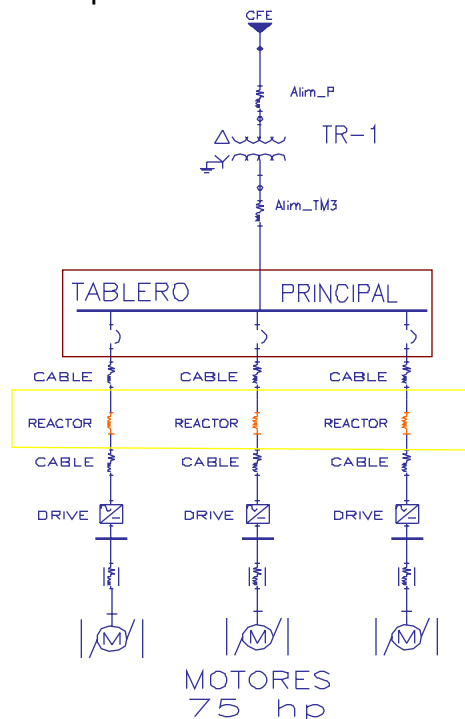


Figura 6.3 Diagrama unifilar ilustrativo

Cuando se instaló la línea, el diseño del sistema de alimentación consideró la instalación de reactores para mitigar los problemas de calidad de energía eléctrica que se produce por la naturaleza de operación de los rectificadores.

Para conocer el comportamiento del sistema se tomaron lecturas con un osciloscopio (Teskope THS 720P) en las terminales de alimentación del drive y en el tablero principal de alimentación.

La Figura 6.4, muestra la forma de onda del voltaje en terminales del drive. Se observa cómo los valores pico del efecto ringing alcanza valores cercanos a los 800 Vca.

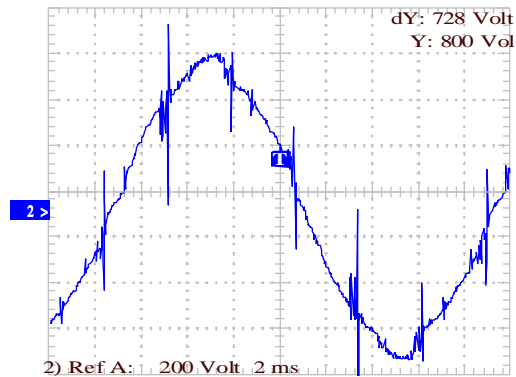


Figura 6.4 Voltaje L-L, terminales del drive

En la Figura 6.5, vemos cómo el voltaje de línea a tierra también presenta picos que sobrepasan los 500 Vca.

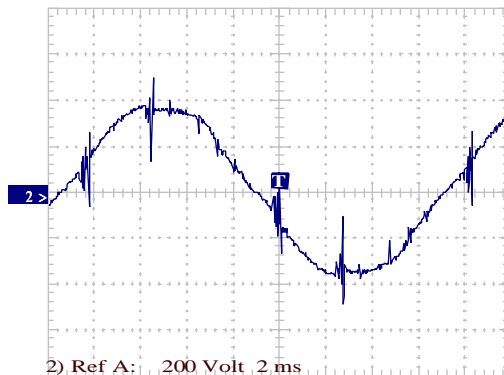


Figura 6.5 Voltaje L-T terminales del drive

Sin embargo la forma de onda de voltaje observada en el tablero principal esta más limpia, gracias a los reactores que se encuentran instalados. (Ver Figura 6.6)

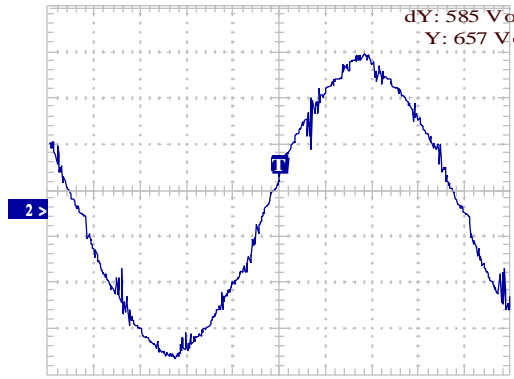


Figura 6.6 Voltaje L-L en tablero

El resto de la instalación eléctrica no tiene problemas debido a la operación de los drives. Entre los reactores y los drives se tienen severos sobrevoltajes transitorios, que son los que provocan la falla de los varistores de protección del snuber del drive de cd. Los datos del varistor que está fallando se muestran en la tabla 6.1.

PART NUMBER	MODEL SIZE DIA. (mm)	DEVICE MODEL NUMBER BRAND-ING	MAXIMUM RATING (85°C)				SPECIFICATIONS (25°C)				
			CONTINUOUS		TRANSIENT		VARISTOR VOLT-AGE AT 1mA DC TEST CURRENT		MAXIMUM CLAMPING VOLTAGE 8 x 20µs		TYPICAL CAPACI-TANCE f = 1MHz
			V _{RMS}	V _{DC}	ENERGY 10 x 1000µs	PEAK CURRENT 8 x 20µs			V _C	I _{pk}	
			V _{M(AC)}	V _{M(DC)}	W _{TM}	I _{TM}	V _{NOM MIN}	V _{NOM MAX}	V _C	I _{pk}	C
(V)	(V)	(J)	(A)	(V)	(V)	(V)	(A)	(pF)			
V575LA80B	20	575L80	575	730	220	6500	805	960	1410	100	450

Tabla 6.1 Características del varistor.

La amplificación de los fenómenos transitorios se produce debido a la combinación de la capacitancia y reactancia existentes. De ahí la necesidad de realizar una simulación del caso y determinar el comportamiento del sistema.

6.3 Simulaciones en Microtran

Para realizar un análisis más detallado del problema se utiliza el “Transients Analysis Program for Power and Power Electronic Circuits” (MicroTran)

El objetivo de realizar simulaciones es conocer cuál sería la respuesta del sistema al realizarse cambios en la configuración del mismo y al implementar dispositivos que ayuden a corregir los problemas que se presentan; ya que nos permite apreciar con más detalle el fenómeno de notching y ringing.

6.3.1 Situación actual (simulación 1)

Se realizó un modelo del sistema, el cual se muestra en la Figura 6.7, cuya codificación se detalla en la Figura 6.8. El modelo considera únicamente el sistema de alimentación para uno de los motores.

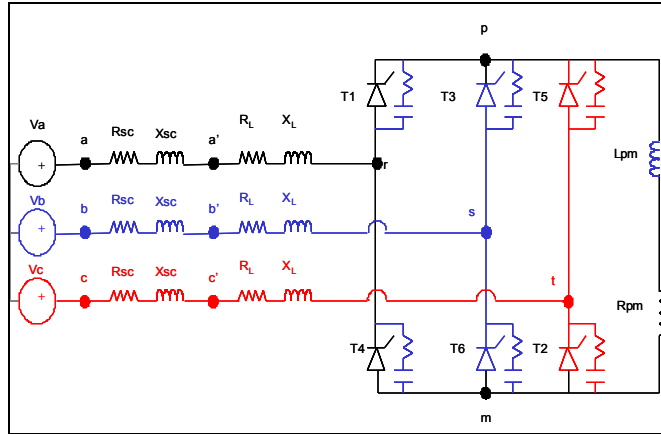


Figura 6.7 Circuito de la simulación 1

```

Case Identification card
Rectificador a pulsos con reactor en línea 5.3ae
*
* 3e-06 0.10 1 1e-06
* Time card
*
* Lumped elc branch
* .005 0.05
*
* .007 0.2
*
* 4.48e-06 .1
*
* 286
* 285
*
* == End of level 1: Linear and nonlinear elements ==
*
* -1 r s 0 71 0.001 60
* -1 t s 0 191 0.001 60
* -1 m s 0 333 0.001 60
* -1 m s 0 311 0.001 60
* -1 m s 0 011 0.001 60
* -1 m t 0 133 0.001 60
*
* == End of level 2: switches and piecewise linear elements ==
*
* - voltage or current sources
* 24 s 378.000000 60 -90
* 24 s 378.000000 60 +150
* 24 c 378.000000 60 +20
*
* == End of level 3: Sources ==
*
* 1
* **** ALL voltages will be printed ****
    
```

Figura 6.8 Código de simulación 1

El resultado de dicha simulación se observa en la Figura 6.94. Observamos que el valor pico del efecto ringing en el voltaje de línea a tierra 530 Volts. Lo anterior ratifica la presencia de sobrevoltajes transitorios severos en la alimentación de los drives.

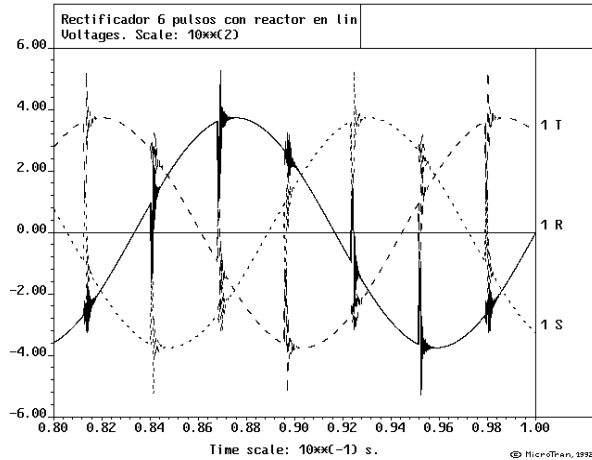


Figura 6.94. Voltaje a la entrada del drive

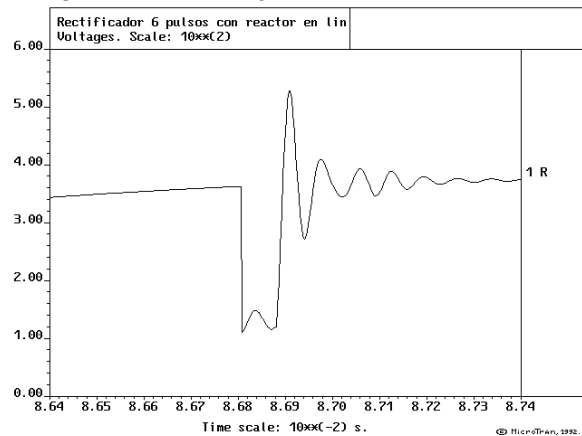


Figura 6.10 Forma de onda de voltaje en terminales de drive

La Figura 6.10 es un acercamiento a una de las formas de onda, vemos la magnitud que alcanza el ringing y el tiempo de su duración. Esto es lo que realmente estaba pasando en primer instancia en los drives, picos de voltaje de $\sqrt{3} * 530 = 917$ V aproximadamente.

Se propuso realizar una nueva simulación donde se retirara del circuito el reactor de 0.2mH que se encontraba en serie con la alimentación del drive, así se reduce la inductancia y verificamos la respuesta que se tiene en la nueva combinación de elementos.

6.3.2 Simulación de alternativa de solución (simulación 2)

En esta modelación se busca conocer cuál sería el comportamiento del sistema al sacar de operación los reactores. El circuito a simular se ilustra en la Figura 6.11 y el código en la Figura 6.12.

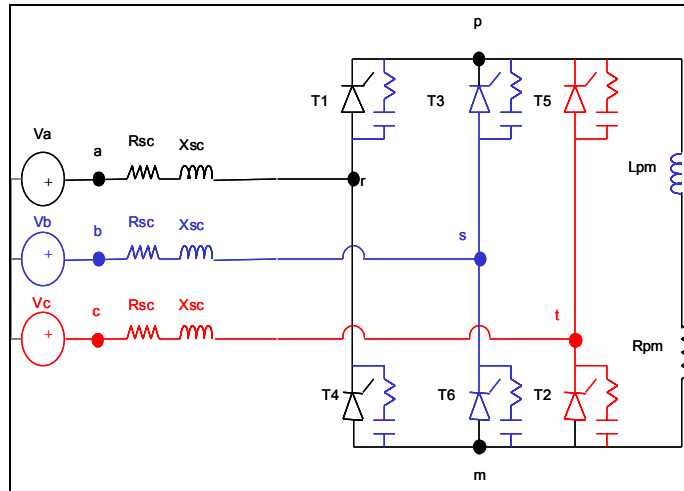


Figura 6.11 Circuito de la simulación 2

```

Rectificador 6 pulso sin reactor -carga 75 hp-
Case identification card
Time card
3e-6 0.10 1 1e-09
Lumped RLC branch
a r a r .005 0.05 3
b s a r
c t a r
p m 6, 48.00 .1 3
r p 22
s p p r p p
t p p r r p p
m m r r p p
m m s r p p
m m t r p
p 1e6
1e6
$ == End of level 1: Linear and nonlinear elements ==
Thyristor and diode switch
-1 r p 75 0.001 60
-1 s p 135 0.001 60
-1 t p 335 0.001 60
-1 m r 255 0.001 60
-1 m s 015 0.001 60
-1 m t 135 0.001 60
$ == End of level 2: Switches and piecewise linear elements ==
voltage or current sources
14 a 376.000000 60 -90
14 b 376.000000 60 +150
14 c 376.000000 60 +30
$ == End of level 3: sources ==
*** All voltages will be printed ***
1
$ == Level 5: End of data case ==
    
```

Figura 6.12 Código de simulación 2

La simulación dio como resultado una disminución en los picos de voltaje, menor energía y tiempo del disturbio. Comparando la Figura 6.13 con la Figura 6.10, vemos una disminución en el valor del pico del voltaje, aproximadamente 50 V menos.

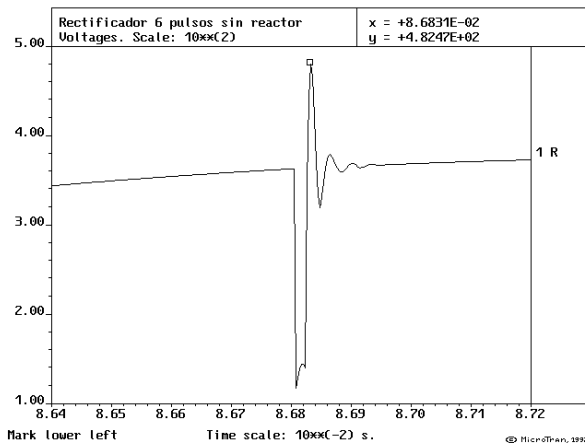


Figura 6.13 Forma de voltaje esperado en terminales del drive

6.3.3 Reacondicionamiento propuesto

Habiendo encontrado una ventaja positiva con la eliminación de los reactores, se recomendó quitarlos de operación. Una vez llevada a cabo, el índice de fallas en los drives disminuyó. La Figura 6.14, es una medición en campo de las formas de onda de voltaje entre las terminales de alimentación del drive donde observamos que efectivamente los picos de sobrevoltaje transitorio han disminuido en magnitud y energía, con respecto a las formas de onda registradas cuando estaban operando los reactores. (Ver Figura 6.4)

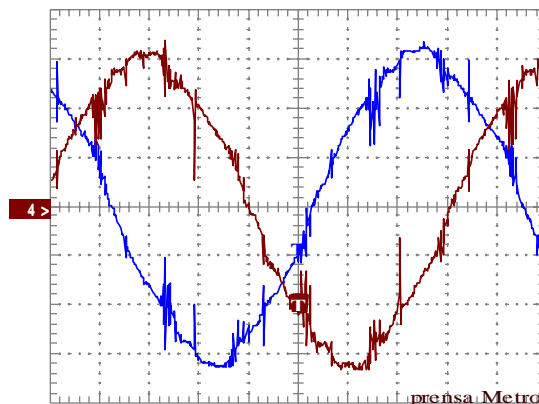


Figura 6.14 Formas de onda de entre fases del voltaje que alimenta al drive

Aunque la medida implementada ayudó a reducir los sobrevoltajes, desafortunadamente los problemas de sobrevoltajes continúan presentándose.

Tiempo después se presentaron dos nuevas fallas del mismo tipo en la línea de prensas. Se presume que los varistores esporádicamente estén recibiendo sobrevoltajes que los haga conducir, y por esa operación frecuente algunos no puedan soportarla y vuelven a fallar.

Se sugiere una protección extra para los drives, la cual consiste en agregar supresores de óxido de zinc en las terminales de alimentación del drive.

6.4 Comparación de resultados

Se realiza una nueva simulación la cual agrega al modelo varistores de óxido de zinc, con el objetivo de que limite el voltaje a 670 Vca entre líneas. En la Figura 6.15 se muestra el circuito a modelar y la Figura 6.16 se muestra el código de modelación.

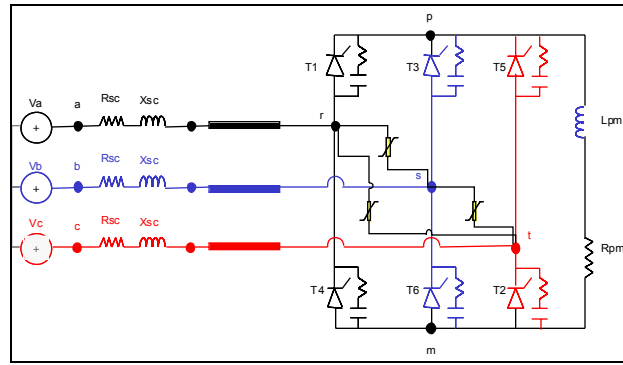


Figura 6.15 Circuito de la simulación 3

```

Rectificador 6 pulsos con supresor de voltaje
*
* 3e-6 0.10 1 1e-09 Time card
* . . . . . Lumped RLC branch
* a b c r a r 3
* b c t a r 3
* c m p a r 3
* p r p p 6.48.00 3
* t t r r 22 .1 3
* m r r p p 3
* m s r r p p 3
* m t r r p p 3
* p 1e6 13
* p 1e6 13
92 670 s 50 13
* l 50 13
9999999.
92 s t r s 23
92 t r r s 33
$ = End of level 1: Linear and nonlinear elements =
* . . . . . Thyristor and Diode switch
-1 r p 75 0.001 60
-1 s p 195 0.001 60
-1 t p 315 0.001 60
-1 m r 255 0.001 60
-1 m s 015 0.001 60
-1 m t 135 0.001 60
$ = End of level 2: Switches and piecewise linear elements =
* . . . . . voltage or current sources
14 a 376.000000 60 -90
14 b 376.000000 60 +150
14 c 376.000000 60 +30
$ = End of level 3: Sources =
1
**** All voltages will be printed ****
    
```

Figura 6.16 Código de la simulación 3

El resultado de esta modelación nos muestra que los supresores de sobrevoltajes limitan el voltaje de línea a tierra hasta 425 Vca aproximadamente. De esta manera los varistores propios del drive, no entrarían en zona de operación frecuentemente, lo cual ayuda a disminuir la probabilidad de fallas en el drive.

En la Figura 6.17, vemos la comparación de las tres situaciones en las que se analizo el caso. De la primer simulación se encontró que el voltaje pico de línea a tierra ocasionado por el ringing alcanzaba valores de 530 Vca, al retirar de operación los reactores esos picos de voltaje bajaron a 480 Vca aproximadamente. Con la simulación 3, que corresponde a la propuesta de solución al problema, con la instalación de los supresores de sobrevoltajes transitorios, los picos que llegarían a 425 Vca, ayudando así a mejorar la confiabilidad de operación de los drives.

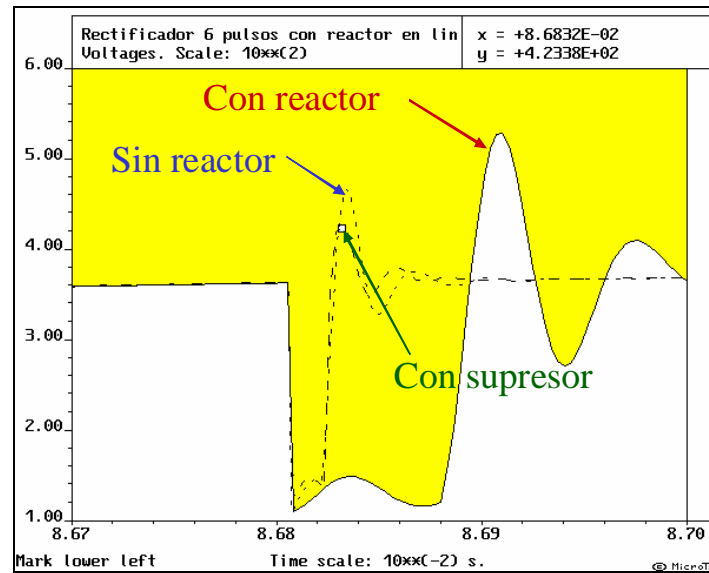


Figura 6.17 Comparación de formas de onda de voltaje

6.5 Bibliografía

- [1] Muhammad H. Rashid. "Power Electronics Handbook". Academic Press, 2001. 895 pp
- [2] Manual del MicroTran
- [3] Price Kenneth. "Practices for Solving End-User Power Quality Problems" IEEE Rural Electric Power Conference, May 1992. New Orleans, Louisiana.
- [4] Lionel M. Levinson "ZnO Varistors for Transient Protection". IEEE Transactions, 1977. pp 338-343.
- [5] Roger W. Jones. "Application of isolation transformer for paper machine DC drives" IEEE 1988. pp. 145-150.
- [6] R. A. Sargent, M. Darvenizza, G.L. Dunlop. "Effects of multiple current pulses on the microstructure and electrical properties of zinc oxide varistors". Procedures of the 3rd international conference on properties and applications of dielectric material, July 8-12, 1991. pp 509-512

CAPÍTULO 7 CONCLUSIONES

Para disminuir los efectos de las corrientes armónicas dentro de los sistemas eléctricos se requiere de un buen estudio de calidad de energía eléctrica. La instalación de rectificadores de 24 pulsos para alimentar a los hornos de inducción contribuye en gran medida a minimizar los efectos de las armónicas. Pero se debe cuidar en no caer en el error de compensar con bancos de capacitores solos para corregir el factor de potencia, ya que el sistema puede presentar resonancia y por consiguiente, provocar daños en lugar de beneficios.

Para diversas aplicaciones los procesos industriales requieren la utilización de drives de cd por las ventajas que ofrecen, así como la instalación de reactores es una practica común para disminuir los problemas de calidad de energía eléctrica que pudieran presentarse por el uso excesivo de cargas no lineales. Los resultados del caso que se analizó concluyen que la instalación de reactores no siempre es una buena opción para evitar problemas de calidad de energía y en ciertas aplicaciones son perjudiciales al sistema ya que, en lugar de evitar problemas, los ocasionaba haciendo fallar un varistor del control del drive de cd.

Para proteger al drive y asegurar la continuidad de operación de la prensa se requiere instalar supresores de sobrevoltaje transitorios que limiten el voltaje por debajo de 750 Vca entre líneas.

Se recomienda continuar trabajando sobre los bancos de transformadores haciendo pruebas con puentes rectificadores controlados y demostrar cómo se afectaría el sistema eléctrico al presentarse el fenómeno de resonancia. Posteriormente compensar con filtros y ver su efectividad.

ANEXO I

RESULTADOS DE PRUEBAS DE TRANSFORMADORES

PRUEBAS DE TRANSFORMADORES MONOFÁSICOS

TR-1

a) Los resultados de las pruebas de circuito abierto y corto circuito son:

	CIRCUITO ABIERTO			CORTO CIRCUITO								
	I_{oc}	V_{oc}	P_{oc}	C. Circuito 1			C. Circuito 2			C. Circuito 3		
				I_{sc}	V_{sc}	P_{sc}	I_{sc}	V_{sc}	P_{sc}	I_{sc}	V_{sc}	P_{sc}
TR-1H	33.4 mA	H - 221 V X - 87.1 V Y - 17.27 V	4.1 W 7.4 VAR 6.1 VAR	340 mA	22.1 V	7.43 W 7.45 VA 0.68 VAR	0.575 A	1.67 V	0.96 W 0.96 VA 0.02 VAR	0.575 A	1.663 V	0.95 W 0.95 VA 0.04 VAR

a.1) El factor de potencia durante la prueba de circuito abierto:

$$fp = \cos \theta = \frac{P_{oc}}{V_{oc} * I_{oc}}$$

$$fp = \cos \theta = \frac{4.1W}{221V * 0.0334A} = 0.5554$$

a.2) La admitancia de excitación se da por:

$$Y_E = \frac{I_{oc}}{V_{oc}} \angle -a \cos(fp)$$

$$Y_E = \frac{0.0334}{221} \angle -a \cos(0.5554) = 0.000151 \angle -56.26^\circ \text{ S}$$

$$Y_E = 0.0000839 - j0.0001257 = (1/R_C) - j(1/X_M)$$

Por lo tanto:

$$R_C = 11.919 \text{ k}\Omega$$

$$X_M = j7.955 \text{ k}\Omega$$

b.1) El factor de potencia durante la prueba de corto circuito (devanado X1,X2), referido al lado de alta:

$$fp = \cos \theta = \frac{P_{sc}}{V_{sc} * I_{sc}}$$

$$fp = \cos \theta = \frac{7.43 W}{22.1 V * 0.34 A} = 0.9888$$

$$Z_{SE} = \frac{V_{sc}}{I_{sc}} \angle -a \cos(fp)$$

$$Z_{SE} = \frac{22.1}{0.34} \angle -a \cos(0.9888) = 65 \angle 8.58^\circ \text{ }\Omega$$

$$Z_{Eq} = 64.27 + j9.69$$

b.2) El factor de potencia durante la prueba de corto circuito (devanado X1,X2), referido al devanado terciario:

$$fp = \cos \theta = \frac{P_{SC}}{V_{SC} * I_{SC}}$$

$$fp = \cos \theta = \frac{0.96 W}{1.67 V * 0.575 A} = 0.9997$$

$$Z_{SE} = \frac{V_{SC}}{I_{SC}} \angle -a \cos(fp)$$

$$Z_{SE} = \frac{1.67}{0.575} \angle -a \cos(0.9997) = 2.904 \angle 1.4^\circ \quad \Omega$$

$$\mathbf{Z_{Eq} = 2.903 + j0.071}$$

b.3) El factor de potencia durante la prueba de corto circuito (devanado H1,H2), referido al devanado terciario:

$$fp = \cos \theta = \frac{P_{SC}}{V_{SC} * I_{SC}}$$

$$fp = \cos \theta = \frac{0.95 W}{1.663 V * 0.575 A} = 0.9935$$

$$Z_{SE} = \frac{V_{SC}}{I_{SC}} \angle -a \cos(fp)$$

$$Z_{SE} = \frac{1.663 V}{0.575 A} \angle -a \cos(0.9935) = 2.892 \angle 6.58^\circ$$

$$\mathbf{Z_{Eq} = 2.87 + j0.3314}$$

TR-2

a) Los resultados de las pruebas de circuito abierto y corto circuito son:

TR-2H	CIRCUITO ABIERTO			CORTO CIRCUITO								
	I _{sc}	V _{oc}	P _{oc}	C. Circuito 1			C. Circuito 2			C. Circuito 3		
				I _{sc}	V _{sc}	P _{sc}	I _{sc}	V _{sc}	P _{sc}	I _{sc}	V _{sc}	P _{sc}
	35 mA	H - 221.8 V	4.3 W	340 mA	23.95 V	7.98 W	0.58 A	1.75 V	1.01 W	0.572 A	1.774 V	1.01 W
		X - 48.8 V	7.8 VA			7.99 VA			1.02 VA			1.01 VA
		Y - 17.12 V	6.5 VAR			0.65 VAR			0.03 VAR			0.04 VAR

a.1) El factor de potencia durante la prueba de circuito abierto:

$$fp = \cos \theta = \frac{P_{oc}}{V_{oc} * I_{oc}}$$

$$fp = \cos \theta = \frac{4.3W}{221.8 V * 0.035} = 0.5539$$

a.2) La admitancia de excitación se da por:

$$Y_E = \frac{I_{oc}}{V_{oc}} \angle -a \cos(fp)$$

$$Y_E = \frac{0.035}{221.8} \angle -a \cos(0.5539) = 0.0001578 \angle -56.36^\circ \text{ S}$$

$$Y_E = 0.0000874 - j0.000131 = (1/R_C) - j(1/X_M)$$

Por lo tanto:

$$R_C = 11.439 \text{ k}\Omega$$

$$X_M = 7.612 \text{ k}\Omega$$

b.1) El factor de potencia durante la prueba de corto circuito (devanado X1,X2), referido al lado de alta:

$$fp = \cos \theta = \frac{P_{sc}}{V_{sc} * I_{sc}}$$

$$fp = \cos \theta = \frac{7.98 W}{23.95 V * 0.34 A} = 0.9799$$

$$Z_{SE} = \frac{V_{sc}}{I_{sc}} \angle -a \cos(fp)$$

$$Z_{SE} = \frac{23.95}{0.34} \angle -a \cos(0.9799) = 70.44 \angle 11.5^\circ \Omega$$

$$Z_{Eq} = 69 + j14.04$$

b.2) El factor de potencia durante la prueba de corto circuito (devanado X1,X2), referido al devanado terciario:

$$fp = \cos \theta = \frac{P_{SC}}{V_{SC} * I_{SC}}$$

$$fp = \cos \theta = \frac{1.01 W}{1.75 V * 0.58 A} = 0.9950$$

$$Z_{SE} = \frac{V_{SC}}{I_{SC}} \angle -a \cos(fp)$$

$$Z_{SE} = \frac{1.75}{0.58} \angle -a \cos(0.995) = 3.02 \angle 5.73^\circ$$

$$Z_{Eq} = 3.005 + j0.302$$

$$R_{eq} = 3.005 \Omega$$

$$X_{eq} = 0.302 \Omega$$

b.3) El factor de potencia durante la prueba de corto circuito (devanado H1,H2), referido al devanado terciario:

$$fp = \cos \theta = \frac{P_{SC}}{V_{SC} * I_{SC}}$$

$$fp = \cos \theta = \frac{1.01 W}{1.774 V * 0.572 A} = 0.9953$$

$$Z_{SE} = \frac{V_{SC}}{I_{SC}} \angle -a \cos(fp)$$

$$Z_{SE} = \frac{1.774 V}{0.572 A} \angle -a \cos(0.9953) = 3.1 \angle 5.56^\circ$$

$$Z_{Eq} = 3.09 + j0.30$$

	CORTO CIRCUITO											
	CIRCUITO ABIERTO			C. Circuito 1			C. Circuito 2			C. Circuito 3		
	<i>I_{cc}</i>	<i>V_{oc}</i>	<i>P_{oc}</i>	<i>I_{sc}</i>	<i>V_{sc}</i>	<i>P_{sc}</i>	<i>I_{sc}</i>	<i>V_{sc}</i>	<i>P_{sc}</i>	<i>I_{sc}</i>	<i>V_{sc}</i>	<i>P_{sc}</i>
TR-1A	39.5 mA	H - 219.6 V X - 86.1 V Y - 17.12 V	4.2 W 8.7 VA 7.5 VAR	338.2 mA	22.1 V	7.43 W 7.46 VA 0.65 VAR	0.58 A	1.33 V	0.76 W 0.76 VA 0.03 VAR	0.574 A	1.42 V	0.83 W 0.83 VA 0.05 VAR
TR-1B	34.5 mA	H - 223.6 V X - 87.5 V Y - 17.38 V	4.2 W 7.7 VA 6.4 VAR	341 mA	22.4 V	7.5 W 7.65 VA 0.69 VAR	0.571 A	2.07 V	1.18 W 1.18 VA 0.03 VAR	0.592 A	1.761 V	1.07 W 1.06 VA 0.04 VAR
TR-1C	39.9 mA	H - 220.8 V X - 86.3 V Y - 17.2 V	4.2 W 9.3 VA 8.5 VAR	340 mA	22.05 V	7.5 W 7.55 VA 0.81 VAR	0.513 A	1.16 V	0.597 W 0.598 VA 0.025 VAR	0.588 A	1.31 V	0.77 W 0.77 VA 0.04 VAR
TR-1D	37.6 mA	H - 221.5 V X - 86.8 V Y - 17.23 V	4.4 W 8.4 VA 7.1 VAR	340 mA	22 V	7.43 W 7.46 VA 0.67 VAR	0.569 A	1.6 V	0.9 W 0.90 VA 0.02 VAR	0.573 A	1.506 V	0.86 W 0.86 VA 0.03 VAR
TR-1E	33.8 mA	H - 220.1 V X - 86.7 V Y - 17.18 V	3.9 W 7.5 VA 6.3 VAR	335 mA	22.13 V	7.48 W 7.51 VA 0.64 VAR	0.56 A	2.05 V	1.15 W 1.15 VA 0.02 VAR	0.585 A	1.592 V	0.93 W 0.93 VA 0.03 VAR
TR-1F	39.2 mA	H - 222.2 V X - 87.5 V Y - 17.33 V	3.8 W 8.8 VA 7.8 VAR	341 mA	22.18 V	7.42 W 7.46 VA 0.67 VAR	0.587 A	1.64 V	0.97 W 0.97 VA 0.03 VAR	0.573 A	1.654 V	0.95 W 0.95 VA 0.04 VAR
TR-1G	35.3 mA	H - 225 V X - 88.9 V Y - 17.97 V	4.1 W 7.8 VA 6.6 VAR	346 mA	22.44 V	7.62 W 7.65 VA 0.65 VAR	0.56 A	1.452 V	0.81 W 0.81 VA 0 VAR	0.595 A	1.745 V	1.04 W 1.04 VA 0.03 VAR
TR-1H	33.4 mA	H - 221 V X - 87.1 V Y - 17.27 V	4.1 W 7.4 VA 6.1 VAR	340 mA	22.1 V	7.43 W 7.45 VA 0.68 VAR	0.575 A	1.67 V	0.96 W 0.96 VA 0.02 VAR	0.575 A	1.663 V	0.95 W 0.95 VA 0.04 VAR

	CORTO CIRCUITO											
	CIRCUITO ABIERTO			C. Circuito 1			C. Circuito 2			C. Circuito 3		
	<i>I_{oc}</i>	<i>V_{oc}</i>	<i>P_{oc}</i>	<i>I_{sc}</i>	<i>V_{sc}</i>	<i>P_{sc}</i>	<i>I_{sc}</i>	<i>V_{sc}</i>	<i>P_{sc}</i>	<i>I_{sc}</i>	<i>V_{sc}</i>	<i>P_{sc}</i>
TR-2A	34.1 mA	H - 218.9 V	4.3 W	342.1 mA	23.86 V	8.1 W	0.569 A	1.647 V	0.94 W	0.579 A	1.815 V	1.06 W
		X - 48.4 V	8.1 VA			8.14 VA			0.94 VA			1.06 VA
		Y - 17.05 V	6.9 VAR			0.74 VAR			0 VAR			0.03 VAR
TR-2B	34.5 mA	H - 220 V	4.1 W	335.3 mA	23.4 V	7.76 W	0.592 A	1.394 V	0.82 W	0.578 A	1.53 V	0.89 W
		X - 49 V	7.8 VA			7.82 VA			0.82 VA			0.89 VA
		Y - 17.20 V	6.6 VAR			0.98 VAR			0.03 VAR			0.04 VAR
TR-2C	33.6 mA	H - 220 V	4.1 W	342.6 mA	23.64 V	8.03 W	0.576 A	1.595 V	0.92 W	0.583 A	1.48 V	0.86 W
		X - 48.9 V	7.4 VA			8.06 VA			0.92 VA			0.86 VA
		Y - 17.14 V	6.2 VAR			0.68 VAR			0.01 VAR			0.03 VAR
TR-2D	35.8 mA	H - 221.4 V	4.3 W	338.4 mA	23.84 V	8.02 W	0.581 A	1.487 V	0.86 W	0.58 A	1.77 V	1.04 W
		X - 49 V	8 VA			8.04 VA			0.87 VA			1.04 VA
		Y - 17.25 V	6.8 VAR			0.68 VAR			0 VAR			0.04 VAR
TR-2E	34.2 mA	H - 222.8 V	4.1 W	337.2 mA	23.77 V	7.96 W	0.576 A	1.83 V	1.08 W	0.575 A	1.636 V	0.94 W
		X - 49.1 V	7.6 VA			7.98 VA			1.06 VA			0.95 VA
		Y - 17.22 V	6.4 VAR			0.62 VAR			0.03 VAR			0.02 VAR
TR-2F	37.6 mA	H - 221.6 V	4.5 W	342 mA	24.02 V	8.1 W	0.569 A	1.72 V	1.01 W	0.586 A	1.568 V	0.91 W
		X - 49 V	8.4 VA			8.12 VA			0.98 VA			0.91 VA
		Y - 17.19 V	7 VAR			0.65 VAR			0.02 VAR			0.02 VAR
TR-2G	34.7 mA	H - 222.3 V	4.2 W	341 mA	23.88 V	8.15 W	0.57 A	1.63 V	0.94 W	0.557 A	1.56 V	0.87 W
		X - 48.9 V	7.8 VA			8.19 VA			0.94 VA			0.87 VA
		Y - 17.12 V	6.6 VAR			0.73 VAR			0.03 VAR			0.03 VAR
TR-2H	35 mA	H - 221.8 V	4.3 W	340 mA	23.95 V	7.98 W	0.58 A	1.75 V	1.01 W	0.572 A	1.774 V	1.01 W
		X - 48.8 V	7.8 VA			7.99 VA			1.02 VA			1.01 VA
		Y - 17.12 V	6.5 VAR			0.65 VAR			0.03 VAR			0.04 VAR