

**ESCUELA POLITÉCNICA DEL EJÉRCITO
SEDE LATACUNGA**

**CARRERA DE INGENIERIA DE EJECUCION EN
ELECTROMECHANICA**

**ANALISIS DE LOS EFECTOS PRODUCIDOS POR
LOS VARIADORES DE FRECUENCIA EN EL
SUMINISTRO DE ENERGÍA ELÉCTRICA Y EN EL
EQUIPO DE FONDO DEL SISTEMA DE BOMBEO
ELECTROSUMERGIBLE**

ELABORADO POR:

EDGAR BLADIMIR ALVAREZ CISNEROS

ÍNDICE DE CONTENIDOS

I.-	FUNDAMENTO TEÓRICO	
1.1.-	Armónicos.	1
1.1.1.-	¿Qué son los Armónicos?	1
1.1.2.-	Origen de los armónicos.	3
1.1.3.-	Parámetros de la perturbación de onda.	3
1.1.4.-	Efectos de los armónicos en el Sistema Eléctrico.	6
	Efectos de los armónicos en Motores y Generadores.	7
1.1.4.1.-	Efectos de los armónicos en los Cables.	10
1.1.4.2.-	Efectos de los armónicos en los Variadores de frecuencia.	12
1.2.-	Efecto Flicker.	14
1.3.-	Factor de Potencia (FP.)	16
1.3.1.-	Definición de Factor de Potencia.	16
1.3.2.-	Parámetros del factor de potencia.	16
1.3.3.-	Como afectan los armónicos al factor de potencia.	19
II.-	CALIDAD DE ENERGÍA EN EL ECUADOR.	
2.1.-	Regulación del CONELEC No. 004/01.	22
2.1.1.-	Calidad del producto Latacunga, Abril 2006	22

2.1.1.1.-	Nivel de Voltaje.	22
2.1.1.2.-	Perturbaciones.	23
2.1.1.2.1.-	Efecto Flicker.	23
2.1.1.2.2.-	Armónicos.	24
2.1.1.2.3.-	Factor de Potencia.	26
2.2.-	Norma IEEE 519-1992.	26
2.2.1.-	Lineamientos para Clientes Individuales	26
2.2.1.1.-	Límites de Voltaje Mellado	29
2.2.2.-	Lineamientos para las compañías eléctricas.	30
2.3.-	Reglamento al trabajar con variadores de frecuencia.	32
2.3.1.-	Distorsión Armónica Total.	32
2.3.1.1.-	Distorsión de la corriente.	32
2.3.1.2.-	Distorsión del voltaje de entrada.	33
2.3.2.-	Factor de Potencia.	34
2.3.3.-	Efecto flicker.	34

III.- VARIADORES.

3.1.-	Introducción.	35
3.1.1.-	Estructura de un variador de frecuencia.	36
3.1.2.-	Tipos de variadores.	36
3.2.-	Descripción.	39
3.3.-	Ventajas.	40
3.4.-	Funcionamiento.	45

3.5.-	Análisis de Fourier.	53
3.6.-	Convertor.	54
3.6.1.-	Convertor estático de energía a 6 pulsos controlado.	54
3.6.1.1.-	Descripción general.	54
3.6.1.2.-	Análisis general del proceso de conmutación.	55
3.6.1.2.1.-	Condiciones Ideales.	55
3.6.1.2.1.1.-	Análisis Matemático mediante Series de Fourier.	67
3.6.1.2.1.2.-	Señales del convertor utilizando el Software MATLAB.	71
3.6.1.2.2.-	Efectos de la inductancia de la Fuente (L_S) en la Conmutación de corriente.	77
3.6.2.-	Convertor estático de energía a 12 pulsos controlado.	88
3.6.2.1.-	Descripción general.	88
3.6.2.2.-	Análisis del proceso de conmutación convertor de 12 pulsos.	89
3.6.2.2.1.-	Condiciones Ideales.	89
3.6.2.2.1.1.-	Análisis Matemático mediante Series de Fourier.	103
3.6.2.2.1.2.-	Señales del convertor de 12 pulsos utilizando el software MATLAB.	110
3.6.2.2.2.-	Efectos de la Inductancia de la Fuente (L_S) en la Conmutación de la corriente.	114

IV.- EQUIPOS USADOS PARA MEDIR LA CALIDAD DE LA ENERGIA.

4.1.-	Analizador de Redes.	115
4.2.-	Equipo analizador de redes AR5.	115

4.2.1.-	Características.	116
4.2.2.-	Funcionamiento.	117
4.2.3.-	Aplicación.	124
4.2.4.-	Normas utilizadas para la colocación del analizador de redes AR5.	125
4.2.5.-	Procedimiento de pruebas de campo utilizando el Analizador de redes AR5.	126
4.2.6.-	Toma de datos.	130
4.2.6.1.-	Entrada al transformador (2400 V.)	130

V.- ANÁLISIS DE RESULTADOS.

5.1.	Análisis en la línea de alimentación.	138
5.1.1.	Distorsión Armónica de voltaje.	138
5.1.2.	Distorsión armónica de corriente.	143
5.1.3.	Factor de Potencia.	143
5.2.	Análisis general.	149

VI.- CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

6.1.	Conclusiones.	150
6.2.	Recomendaciones.	153

ÍNDICE DE TABLAS

I.- FUNDAMENTO TEÓRICO

- 1.1.- Valores R_{AC}/R_{DC} de cables a frecuencias Armónicas. 12

II.- CALIDAD DE ENERGÍA EN EL ECUADOR.

- 2.1.- Tasa de distorsión armónica individual y THD para voltaje. 25
2.2.- IEEE 519-1992. Límites en la Distorsión de la Corriente. 28
2.3.- Sistema de bajo Voltaje, Clasificación y Límites de Distorsión. 29
2.4.- Límites de distorsión de Voltaje, IEEE 519. 30
2.5.- IEEE 519-1992. 32
2.6.- Límites de distorsión en Sistemas de bajo Voltaje. 33

III.- VARIADORES.

- 3.1.- Secuencia de voltajes, resultado de la suma vectorial de los voltajes positivos y negativos de fase del secundario del transformador. 57
3.2.- Armónicas de corriente inyectadas por un rectificador de 6 Pulsos. 70
3.3.- Angulo de disparo de los SCR's para diferentes frecuencias de salida. 72
3.4.- Armónicas de corriente inyectadas por un rectificador de 12. Pulsos. 109

ÍNDICE DE FIGURAS

I.- FUNDAMENTO TEÓRICO

1.1.	Onda Sinusoidal Pura.	1
1.2.	Sistema Sinusoidal Trifásico.	1
1.3.	Onda Sinusoidal a Frecuencia Fundamental y Armónicos: 2do, 3ro, 4to, y 5to.	2
1.4.	Forma de Onda Deformada.	4
1.5.	Densidades de corrientes de un conductor.	10
1.6.	Factor de Potencia de Desplazamiento ($DPF = \cos\varphi$).	16
1.7.	Corriente total y sus componentes activa y reactiva.	17
1.8.	Triángulo de Corrientes.	17
1.9.	Triángulo de potencias.	18
1.10.	Triángulo de potencias en régimen no sinusoidal.	19

II.- CALIDAD DE ENERGÍA EN EL ECUADOR.

2.1.	Muesca de Voltaje.	30
------	--------------------	----

III.- VARIADORES.

3.1.	Esquema de un cicloconvertor.	37
3.2.	Esquema de un variador con inversor tipo fuente de corriente.	37
3.3.	Corriente de entrada al Variador con inversor tipo fuente de 38 corriente.	
3.4.	Esquema de un variador con inversor tipo fuente de tensión 38 tensión.	
3.5.	Corriente de entrada al Variador con inversor tipo fuente de 39 voltaje.	
3.6.	Curva característica para una etapa a frecuencia variable.	44
3.7.	Estructura general de un VSD.	45
3.8.	Módulo SCR.	46
3.9.	Barra DC.	47
3.10.	Módulo IGBT.	48
3.11.	Secuencia de disparo de los IGBT's.	50
3.12.	Formas de onda de voltaje de salida del inversor.	51
3.13.	a) Salida de Tensión del inversor, b) Tensión Fase-Centro Estrella, Corriente en la Fase A.	52
3.14.	Etapa rectificadora de seis pulsos.	54
3.15.	Etapa Convertora – VSD	54
3.16.	Rectificador trifásico de onda completa alimentado por	55

	un transformador en conexión Yy0.	
3.17.	Sentido de rotación de fases en el primario V_A, V_B, V_C , y, en el secundario V_{1A}, V_{1B}, V_{1C} de un transformador trifásico en conexión Yy0.	56
3.18.	Diagrama Fasorial para la conexión Yy0 (Dd11).	56
3.19.	Voltaje de entrada al Variador.	57
3.20.	Formas de onda de los SCR's Positivos y Negativos.	59
3.21. a)	Voltajes de entrada (V_{in}); b) Voltaje (V_O) y Corriente (I_O) de salida del rectificador.	60
3.22.	Corrientes en los SCR's del puente rectificador de la figura 3.16.	63
3.23.	Formas de onda de las corrientes de entrada al rectificador.	64
3.24.	Formas de onda de la corriente en el primario del transformador producidas por el convertidor de 6 pulsos.	66
3.25.	Corriente de Entrada al VSD de 6 Pulsos.	67
3.26.	Relación Volts-Hertz.	72
3.27.	Gráfica de la Frecuencia en base al ángulo de disparo de los SCR's.	73
3.28.	Variador con conexión del transformador de alimentación en Yy11.	74
3.29.	Variador con conexión del transformador de alimentación en Dy11.	75
3.30.	Rectificador trifásico en puente completo con $V_o = cte$ y $L_s \neq 0$.	77

3.31.	Efectos de la $L_S \neq 0$ en la conducción de corriente.	78
3.32.	a) Corriente continua en la bobina de la barra DC; b) Corriente discontinua en la bobina de la barra DC.	
3.33.	Corrientes del rectificador cuando opera en Modo de conducción continua. a) Corriente rectificadora; b) Corriente en los SCR's; c) Corriente en las líneas de entrada.	84
3.34.	Circuito equivalente.	85
3.35.	Formas de onda de v_i, v_{1A}, i_{1A} .	86
3.36.	DPF, THDi y PF función de $I_d / I_{CORTOCIRCUITO}$.	87
3.37.	V_O / V_{dO} y CF función de $I_d / I_{CORTOCIRCUITO}$.	87
3.38.	Sistema Conversor de 12 Pulsos con conexión en paralelo.	88
3.39.	Esquema Básico de un VSD de 12 Pulsos.	90
3.40.	Sentido de rotación de los voltajes: en el primario V_A, V_B, V_C ; 91 en el primer secundario V_{1A}, V_{1B}, V_{1C} ; y en el segundo secundario V_{2A}, V_{2B}, V_{2C} .	
3.41.	Diagrama fasorial, conversor de 12 Pulsos.	91
3.42.	a) Secuencia de entrada de voltajes en los rectificadores 1 y 2, 92 b) Voltajes y corrientes de Salida de los rectificadores de 6 pulsos.	
3.43.	Voltaje y corriente de salida del rectificador de 12 pulsos.	93
3.44.	Corrientes en los SCR's del rectificador 1.	94
3.45.	Corrientes en los SCR's del rectificador 2.	95
3.46.	Corrientes de entrada al rectificador 1.	96
3.47.	Corrientes de entrada al rectificador 2.	97

3.48.	Corrientes de fase en la conexión Dy11.	98
3.49.	Corrientes de fase que circulan por los devanados del primario resultado de la Conexión Dy11.	99
3.50.	Corrientes de línea en el primario del transformador que son resultado de la conexión Dd0.	100
3.51.	Análisis de nodos y corrientes de línea en el primario del transformador resultado de la conexión Dy11.	101
3.52.	Dirección de las corrientes en la conexión D y11d0.	101
3.53.	Corriente producidas por el Conversor de 12 Pulsos en el lado primario del transformador de alimentación.	102
3.54.	Corriente de Entrada al VSD de 12 Pulsos.	103
3.55.	Magnitud de la corriente de línea en el primario debido a la conexión Estrella – Estrella (Triángulo – Triángulo).	103
3.56.	Corriente de línea en el primario del transformador desfasador resultado de la conexión Triángulo – Estrella.	104
3.57.	Gráfica de la Frecuencia en base al ángulo de disparo de los SCR's.	111
3.58.	Formas de onda de corriente de entrada y voltaje de salida producidas por el variador de 12 Pulsos	112
3.59.	a) Superposición de Voltaje de salida del Rectificador 1 y Rectificador 2. b) Corriente de línea en el primario del transformador.	114

IV.- EQUIPOS USADOS PARA MEDIR LA CALIDAD DE LA ENERGIA.

- 4.1. Teclado de membrana, con 9 teclas, para la programación y118 control de las distintas opciones del aparato.
- 4.2. Esquema de conexión trifásico. 128

V.- ANÁLISIS DE RESULTADOS.

- 5.1. Distorsión armónica total de tensión producida por los variadores.138
- 5.2. Distorsión armónica total de corriente producida por los 143 variadores.

LISTADO DE ANEXOS

ANEXO A. Aplicación del VSD en ESP.

ANEXO B.1. VSD de 6 pulsos conectado a Transformador en configuración Yy0.

ANEXO B.2. VSD de 6 pulsos conectado a Transformador en configuración Dd0.

ANEXO B.3. VSD de 6 pulsos conectado a Transformador en configuración Dy11.

ANEXO B.4. VSD de 6 pulsos conectado a Transformador en configuración Yd11.

ANEXO B.5. VSD de 12 pulsos conectado a Transformador Desfasador en configuración Dy11d0.

ANEXO B.6. VSD de 12 pulsos conectado a Transformador Desfasador en configuración Yd11y0.

ANEXO C.1. Tensión media de salida del rectificador de 6 pulsos.

ANEXO C.2. Tensión media de salida del rectificador de 12 pulsos.

ANEXO D.1. Explicación del Factor de Potencia y de la corriente eficaz para el rectificador de 6 pulsos conexión Yy0.

ANEXO D.2. Corriente eficaz de salida del rectificador de 6 pulsos, conexión Yy0.

ANEXO D.3. Explicación del Factor de Potencia y de la corriente eficaz para el rectificador de 6 pulsos conexión Dy11.

ANEXO D.4. Explicación de la corriente eficaz y media para el convertidor de 12 pulsos.

ANEXO E.1. Angulo de disparo de los SCR's en base a la frecuencia de salida, rectificador de 6 pulsos.

ANEXO E.2. Angulo de disparo de los SCR's en base a la frecuencia de salida, rectificador de 12 pulsos.

ANEXO F. Formas de onda de disparo de los SCR's a diferentes frecuencias de funcionamiento.

ANEXO G. Datos.

VII.- FUNDAMENTO TEORICO

1.1.- ARMÓNICOS.

1.1.1.- ¿Qué son los Armónicos?

El Sistema Eléctrico de Potencia suministra una onda fundamental de voltaje a una frecuencia básica (en algunos países a 50 Hz, para el caso de Ecuador 60 Hz) Figura No. 1.1, la misma que es aprovechada por los diferentes equipos tanto eléctricos como electrónicos; la corriente resultante es una perfecta sinusoidal cuando la carga son dispositivos lineales (resistores, inductores y condensadores).

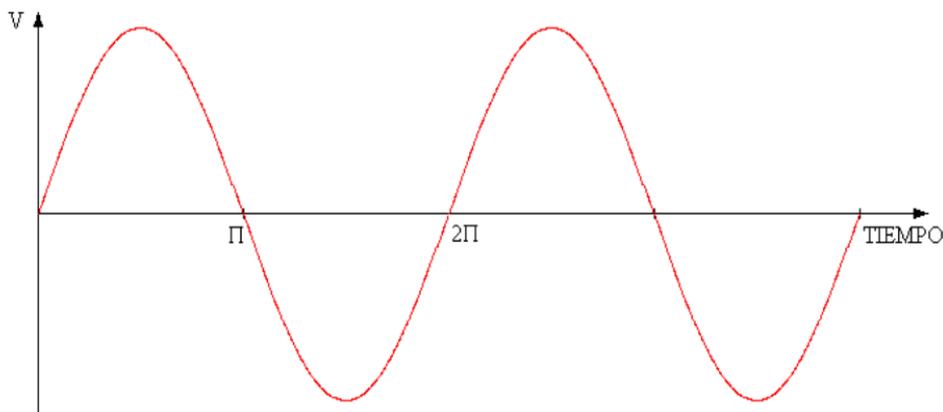


Fig. No. 1.1. Onda Sinusoidal Pura.

En condiciones ideales, la red trifásica debería comportarse como un conjunto de tres fuentes de tensión perfectamente sinusoidales, sin impedancia interna (por lo tanto, sin caídas de tensión), con frecuencia constante (60 Hz) y con equilibrio perfecto de las tres fases (120° de desfase entre fase y fase) como se muestra en la Figura 1.2.

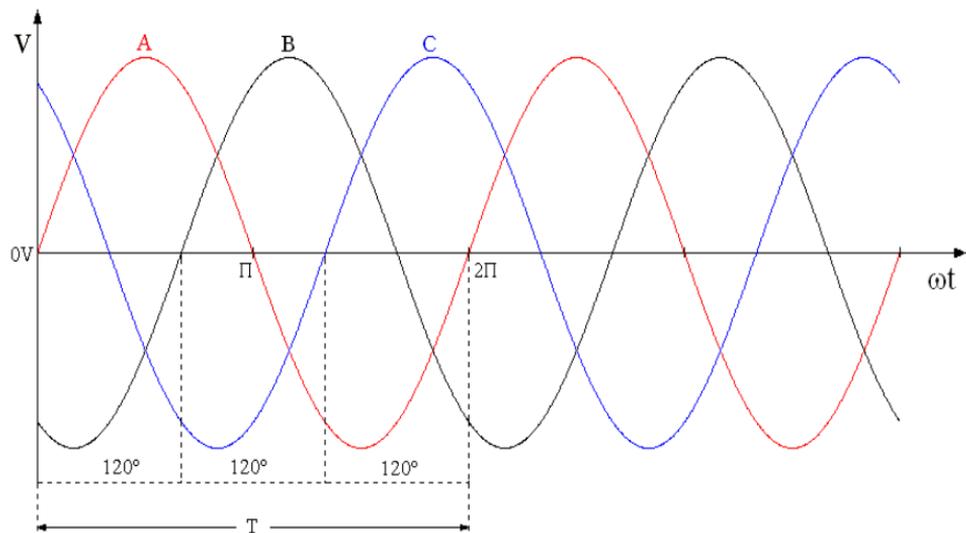


Fig. No. 1.2. Sistema Sinusoidal Trifásico.

Debido a cargas eléctricas y principalmente a dispositivos electrónicos conectados a la red trifásica, estas formas de ondas sinusoidales son afectadas.

Entonces: **Las armónicas son las componentes no fundamentales de la frecuencia de una onda de energía eléctrica (a una frecuencia fundamental, 60 Hz en el caso de Ecuador)**, que se mezclan con ésta para dar una onda deformada, las armónicas tienen frecuencias que son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental, como se observa en la figura 1.3.

La distorsión de la sinusoidal fundamental, generalmente ocurre en múltiplos de la frecuencia fundamental. Así sobre un sistema de potencia de 60 Hz, la onda armónica tiene una frecuencia expresada por:

$$f_{\text{armónicas}} = h * 60 \text{ Hz}$$

Donde h es el Orden de un armónico.

La figura 1.3 ilustra la onda sinusoidal a frecuencia fundamental (60 Hz) y su 2do, 3ro, 4to, y 5to armónico.

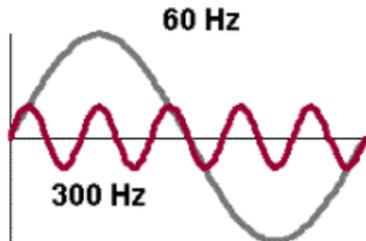
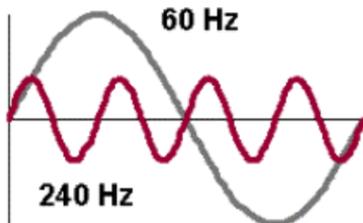
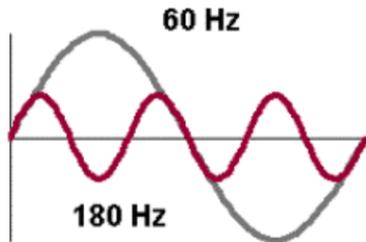
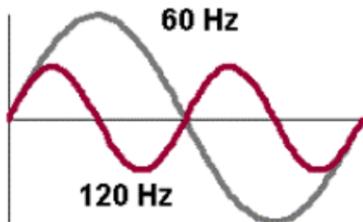


Fig. No. 1.3. Onda Sinusoidal a Frecuencia Fundamental (60 Hz) y Armónicos: 2do (120 Hz); 3ro (180 Hz); 4to (240 Hz); y 5to (300 Hz).

1.1.2.- Origen de los armónicos.

En la Tesis "Determinación de Señales Armónicas de Corriente y Voltaje en la Industria" de David Chasi, capítulo 2, se define lo que son cargas lineales y cargas no lineales. De forma muy resumida y práctica podemos decir que una

carga es lineal si al ser alimentada por una tensión sinusoidal responde con una corriente sinusoidal. Las cargas no lineales son las que conectadas a la red de corriente alterna sinusoidal entregan corrientes que no son sinusoidales, aunque por lo general sí son periódicas. Como ejemplos más típicos de tales cargas podemos citar:

- Los convertidores estáticos (grupos rectificadores, reguladores de velocidad, arrancadores estáticos, etc.)
- Equipos electrónicos monofásicos, que internamente trabajan en corriente continua, que disponen de un rectificador y condensador de filtro a la entrada (ordenadores, impresoras, autómatas programables, etc.)
- Instalaciones de iluminación con lámparas de descarga.
- Otros.

En nuestro caso los armónicos son producidos por dispositivos electrónicos como: transistores, tiristores, diodos, etc. que son dispositivos que forman parte de los convertidores estáticos de energía que se los estudiará en el capítulo 3.

1.1.3.- *Parámetros de la perturbación de onda.*

En un sistema de potencia ideal, el voltaje que abastece a los equipos de los clientes y la corriente de carga resultante son perfectas sinusoidales. En la práctica, las condiciones nunca son ideales, tanto así que estas formas de onda se encuentran frecuentemente muy deformadas. Esta diferencia con la onda

sinusoidal se expresa comúnmente desde el punto de vista de la distorsión armónica de las formas de onda de voltaje y de corriente.

La figura 1.4 muestra como la componente fundamental combinada con las componentes armónicas de 3er y 5to orden dan como resultado una onda distorsionada.

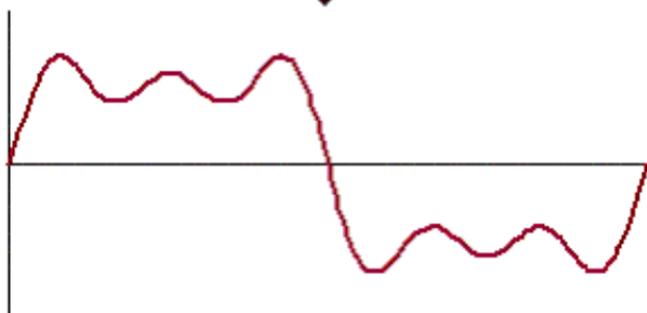
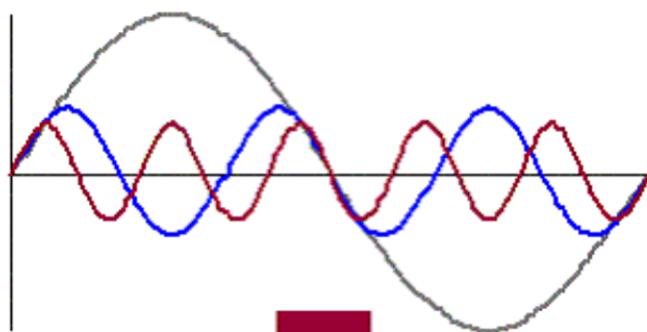


Fig. No. 1.4. Forma de Onda Deformada, compuesta por la Superposición de una Fundamental a 60 Hz y armónicos de Tercer y Quinto Orden.

Los parámetros para establecer los límites de la perturbación de la onda por armónicos son:

Orden de un armónico (h).

Es la relación entre la frecuencia del armónico y la frecuencia fundamental, esta relación es tomada de la ecuación 1.1.

$$h = \frac{f_h}{f_1} = \frac{\text{frecuencia del armónico}}{\text{frecuencia fundamental}}$$

Factores de distorsión.

El factor de distorsión es una medida del alejamiento de la forma de onda de una función periódica cualquiera con respecto a la forma de onda sinusoidal pura. Este factor de distorsión, normalmente se expresa en porcentaje.

Tasa de distorsión armónica individual.

Es la relación entre el valor eficaz de la tensión o corriente armónica (V_h ó I_h) y el valor eficaz de la correspondiente componente fundamental.

$$\% V_h = \left[\frac{V_h}{V_1} \right] * 100$$

Donde:

V_h = Voltaje armónico.

V_1 = Voltaje fundamental.

$$\% I_h = \left[\frac{I_h}{I_1} \right] * 100 \quad \text{(Ec. 1.4)}$$

Donde:

I_h = Corriente armónica.

I_1 = Corriente fundamental.

Distorsión armónica total (THD).

$$THD = \frac{\sqrt{\text{Suma de los cuadrados de las amplitudes de las armónicas}}}{\text{Amplitud de la fundamental}}$$

El factor de distorsión armónica total se usa para caracterizar tanto la distorsión en las ondas de voltaje como de las ondas de corriente.

$$\%THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h=\infty} V_h^2}}{V_1} * 100 \quad (\text{Ec. 1.6})$$

Donde:

V_h = Voltaje armónico.

V_1 = Voltaje fundamental.

$$\%THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h=\infty} I_h^2}}{I_1} * 100 \quad (\text{Ec. 1.7})$$

Donde:

I_h = Corriente armónica.

I_1 = Corriente fundamental.

La distorsión armónica total (THD) es el factor de distorsión que incluye a todos los armónicos relevantes (típicamente tomado desde el segundo en adelante).

1.1.4.- Efectos de los armónicos en el Sistema Eléctrico.

Los principales efectos causados por los armónicos se pueden resumir en tres categorías generales:

- 1) Efectos sobre el sistema de potencia.
- 2) Efectos sobre la carga del consumidor.
- 3) Efectos sobre circuitos de comunicación.

En el sistema de potencia, las corrientes armónicas son el problema principal, ocasionando recalentamiento y pérdida de vida útil. Esto refiriéndose a motores o transformadores. Los armónicos pueden también interferir en la operación de relees y mediciones.

Los armónicos pueden ocasionar también errores de disparo a los tiristores en equipos convertidores, inexactitudes en las mediciones, y falsos disparos en los dispositivos de protección. El desempeño de los equipos conectados a la fuente de alimentación, tales como controladores de velocidad de motores y fuentes de alimentación de computadoras, pueden ser adversamente afectados

por los armónicos. Además, las corrientes armónicas que fluyen sobre las líneas de potencia pueden inducir ruido sobre líneas cercanas de comunicación.

A continuación se citarán los efectos en motores y generadores, líneas de alimentación, variadores de frecuencia, siendo estos últimos los dispositivos a los cuales va enfocado el presente tema de tesis.

1.1.4.1.- Efectos de los armónicos en Motores y Generadores.

Efectos en la Velocidad.

Para la frecuencia fundamental (f_1), la velocidad sincrónica del campo magnético giratorio n_1 medida en rpm, es:

$$n_1 = \frac{120 * f_1}{P}$$

Siendo P el número de polos de la máquina de inducción, por lo general constante.

Para cualquier frecuencia armónica $f_h = h * f_1$, la velocidad del campo magnético giratorio n_h en rpm es:

$$n_h = \frac{120 * h * f_1}{P}$$

Dividiendo la ecuación 1.9 para la ecuación 1.8, se obtiene:

$$n_h = h.n_1$$

Lo cual nos demuestra que la *velocidad de cualquier campo magnético giratorio armónico* debido a corrientes armónicas producidas por cargas no lineales, es *mayor que la velocidad del campo magnético giratorio producido por las corrientes de frecuencia fundamental.*

Por otro lado, el *deslizamiento* del motor a la frecuencia fundamental está dado por:

$$S_1 = \frac{n_1 - n_r}{n_1}$$

Donde:

S_1 = Deslizamiento del motor a frecuencia fundamental (f_1).

n_1 = Velocidad sincrónica producida por (f_1).

n_r = Velocidad a la que gira el rotor.

De la ecuación No. 1.11, la velocidad del rotor puede expresarse como:

$$n_r = n_1(1 - S_1)$$

El deslizamiento para las armónicas de secuencia ^(*) positiva está dado por:

$$S_h = \frac{n_h - n_r}{n_h}$$

Donde:

S_h = Deslizamiento del motor producido por las armónicas.

n_h = Velocidad del campo magnético producida por los armónicos.

n_r = Velocidad a la que gira el rotor

Haciendo uso de las ecuaciones 1.10 y 1.12,

$$S_h = \frac{h - 1 + S_1}{h}$$

De modo similar, el deslizamiento para armónicas de secuencia negativa es:

$$S_h = \frac{h + 1 + S_1}{h}$$

Ya que S_r en la región normal de operación del motor es pequeño comparado con $h \neq 1$, puede asumirse que:

Para armónicas de secuencia positiva:

$$S_h = \frac{h-1}{h}$$

(¹) La Secuencia de Fase se refiere al sentido de rotación de los fasores.

Cuando $h = 7, 13, 19$, etc., de las tres fases y de la misma secuencia forman un grupo de 3 vectores balanceados de *secuencia ABC o positiva*, su suma vectorial e instantánea serán igual a cero respectivamente.

Para armónicas de secuencia negativa:

$$S_h = \frac{h+1}{h}$$

De acuerdo con las ecuaciones 1.16 y 1.17, para armónicas de secuencia positiva y para armónicas de secuencia negativa respectivamente, para todas las armónicas después de la 5^a, el deslizamiento, S_n , está cercano a la unidad cuando el motor gira en su región normal de operación cerca de la velocidad síncrona a la frecuencia fundamental.

Pares armónicos.

Junto con el par electromagnético fundamental, sobre el rotor de la máquina de inducción actúan *pares armónicos* electromagnéticos debidos a las armónicas.

Las *corrientes armónicas de secuencia positiva ABC* ($h = 7, 13, 19, 25, \text{etc.}$) producen campos armónicos que giran en el sentido de rotación del motor, de modo que producen pares armónicos que ayudan al movimiento del motor; mientras que las *corrientes armónicas de secuencia negativa CBA* ($h = 5, 11, 17, 23, \text{etc.}$) producen campos magnéticos que giran en sentido contrario a la rotación del motor, produciendo pares armónicos que se oponen al movimiento del motor. Éstos últimos son pares de frenado.

Como resultado de la combinación de los pares armónicos y el par debido a la componente fundamental, el par neto que actúa sobre el eje del motor será:

$$T = T_1 - T_5 + T_7 - T_{11} + T_{13} \dots$$

Donde:

T = Par electromagnético fundamental.

$T_1, T_5, T_7, T_{11}, T_{13} \dots$ = Par electromagnético armónico (T_h).

La velocidad a la que gira el rotor, en el régimen normal de operación del motor, está determinada por el campo magnético fundamental T_1 que es de valor superior a los pares correspondientes a campos giratorios armónicos.

Perdidas debido a armónicos.

El mayor efecto de los armónicos de tensión y corriente en una máquina de inducción es el incremento del calor en el bobinado del estator produciéndose pérdidas en el cobre a causa de las frecuencias armónicas.

La cantidad de calentamiento que puede tolerar el rotor, así como la cantidad que se incurre en un caso dado, depende del tipo de rotor involucrado. Así pues, para los motores de rotor devanado o bobinado, el efecto es mayor que el producido en los motores con rotor jaula de ardilla y a su vez los motores de jaula de ardilla de barra profunda son más afectados que los ordinarios.

1.1.4.2.- Efectos de los armónicos en los Cables.

Consideración 1.- Al circular corriente directa a través de un conductor se produce calentamiento como resultado de las pérdidas por efecto Joule ($I^2 R_{DC}$), donde R_{DC} es la resistencia a corriente directa del cable y la corriente esta dada por el producto de la Densidad de corriente eléctrica multiplicada por el área transversal del cable $(J * A)$. A medida que aumenta la frecuencia de la corriente que transporta el cable (manteniendo su valor rms igual al valor de corriente directa) disminuye el área efectiva por donde ésta circula puesto que

la densidad de corriente crece en la periferia exterior (Figura 1.5), lo cual se refleja como un aumento en la resistencia efectiva del conductor.

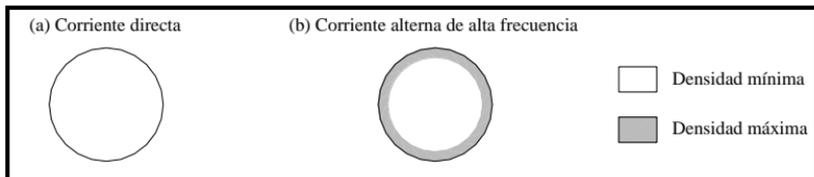


Fig. No. 1.5. Densidades de corrientes de un mismo conductor, (a) a corriente directa y (b) a corriente a alta frecuencia

Por lo tanto, la resistencia a corriente alterna de un conductor es mayor que su valor a corriente directa y aumenta con la frecuencia, por ende también aumentan las pérdidas por calentamiento.

Consideración 2. - El flujo no sinusoidal de corriente por encima del valor rms de la forma de onda causa calentamiento adicional en un conductor. Esto es debido a dos fenómenos conocidos como "el efecto de la frecuencia Skin o efecto superficial" y "efecto de inducción por proximidad".

El efecto de la frecuencia Skin o superficial, se produce por existir frecuencias adicionales generadas por la distorsión de onda, estas corrientes al ser de mayor frecuencia que la fundamental (60 Hz), fluirán mayoritariamente cerca de la superficie externa del conductor, incrementando las pérdidas por efecto Joule

(calentamiento); pues la resistencia del conductor a corriente alterna varía con la frecuencia armónica resultando una resistencia mayor al paso de una corriente eléctrica. Este efecto es mayor debido a la frecuencia y al diámetro del conductor.

El efecto de proximidad es debido al campo magnético de los conductores produciendo la distorsión de la distribución de corriente eléctrica en los conductores adyacentes, lo que ocasiona una concentración de corriente en las partes de la barra más cercanas una de la otra, lo que aumenta de esta forma su resistencia efectiva.

En la tabla 1.1 ⁽¹⁾ se muestran los datos que relacionan la resistencia R_{AC} con respecto a la resistencia R_{DC} del conductor, para diferentes valores de armónicas. Estos datos permiten relacionar el efecto Skin y el efecto de proximidad. Así por ejemplo:

Para un conductor de calibre 1/0 AWG la relación R_{AC}/ R_{DC} es 1.00 para la frecuencia fundamental, mientras que la relación R_{AC}/ R_{DC} es 1.09 para una frecuencia armónica de 5to orden, esto indica que si el conductor 1/0 AWG tiene un valor de R_{DC} igual a 10 ohmios, su valor de R_{AC} es 10.9Ω. Es decir:

$$R_{AC} = 10\Omega * 1.09 = 10.9\Omega$$

- (1) IEEE, "Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems"; IEEE STD 519-1992.

Tabla No. 1.1.- Valores R_{AC}/R_{DC} de cables a frecuencias Armónicas.

Calibre del Conductor	R_{AC}/R_{DC}				
	Fundamental	$h = 5$	$h = 7$	$h = 11$	$h = 13$
1/0 AWG	1.00	1.09	1.17	1.35	1.44
2/0 AWG	1.01	1.15	1.26	1.50	1.61
3/0 AWG	1.01	1.22	1.38	1.69	1.82
4/0 AWG	1.02	1.33	1.53	1.90	2.06
250 MCM	1.02	1.41	1.64	2.04	2.20
350 MCM	1.05	1.67	1.97	2.42	2.60
500 MCM	1.10	2.02	2.36	2.86	3.06
750 MCM	1.20	2.44	2.82	3.37	3.60
Estos valores están basados de la siguiente distribución armónica de corriente					
Armónicas	5	7	11	13	17
I_h (p.u.)	0.175	0.110	0.045	0.029	0.015

Por lo tanto el efecto Skin y efecto de proximidad varían en función de la frecuencia, del calibre del conductor y de la distancia entre conductores; como resultado de estos dos efectos, la resistencia, R_{AC} , se eleva por encima de la resistencia R_{DC} , especialmente en conductores de gran longitud.

1.1.4.3.- Efectos de los armónicos en los Variadores de frecuencia.

Los dispositivos estáticos de energía son cargas no lineales por lo tanto la forma de onda de corriente es una sinusoidal distorsionada; debido a la impedancia interna del variador la forma de onda de alimentación resulta distorsionada.

En algunas situaciones, los convertidores pueden auto generar armónicos afectándose ellos mismos o generar armónicos a otra fuente debido a que los convertidores se encuentran conectados en paralelo con el suministro de AC

Los convertidores existen en varios diseños y para distintas funciones. Algunas de estas formas son insensibles para armónicos. Cuando se utiliza un puente rectificador de diodos, éste rectificador normalmente no es afectado, sin embargo si diodos comparten la misma línea de alimentación (por ejemplo: diodos en serie con un filtro de alto voltaje), esos condensadores pueden sujetarse a tensiones superiores a las del diseño debido a las corrientes armónicas existentes en el sistema. Estos armónicos pueden pasar a la carga del rectificador pudiendo dañar o perturbar el lado DC del equipo.

Tanto en rectificadores controlados (utilizan SCR's) y no controlados (mediante diodos), como también en inversores se dan este tipo de anomalías. Los inversores tienen normalmente redes Snubbers, filtros de Interferencia electromagnética (EMI) y filtros de fuente de poder que están sujetas a tensiones térmicas por corrientes armónicas.

La mayoría de convertidores cuenta con varias características de fuente de voltaje AC (por ejemplo, cruce por cero cronometrada) para su control. Si la fuente de entrada de AC es severamente distorsionada por los armónicos, los

convertidores pueden fallar, fallan al conmutar, o pueden generar armónicos distintos a los conocidos, éstos llamados también como armónicos no característicos⁽¹⁾.

Durante el funcionamiento normal de estos equipos, aparecen armónicos de voltaje y/o corriente en las redes, éstos se determinan mediante la ecuación 1.18.

$$h = k * p \pm 1$$

Donde:

h: es el orden armónico.

k: es cualquier número entero ≥ 1 .

p: es el número de pulsos del convertidor (en nuestro caso de 6 y 12 pulsos).

Para un convertidor de 6 pulsos, el 5to armónico es el más alto, mientras que para un convertidor de 12 pulsos, el 11vo es el armónico más alto. ⁽¹⁾

(*) Glosario de términos

(*) Curso de Variadores GCS – Centrilift; Quito, Diciembre del 2002.

Debido a la distorsión de la forma de onda, los problemas que se pueden mencionar en los componentes de un Variador de Frecuencia son los siguientes:

- Destrucción de condensadores por sobretensión.
- Incendio de reactores por sobrecorriente.
- Falla de interruptores por variación de corriente en el tiempo (di/dt).
- Destrucción de cables.
- Interferencias en los sistemas de comunicación.

La magnitud de los costos por la operación de estos tipos de equipos electrónicos con tensiones y corrientes distorsionadas, puede percibirse considerando lo siguiente:

- Una elevación de sólo 10 °C de la temperatura máxima del aislamiento de un conductor reduce a la mitad su vida útil.

- Un aumento del 10% de la tensión máxima del dieléctrico de un condensador reduce a la mitad su vida útil.

1.2.- Efecto Flicker.

El Efecto Flicker es una variación “rápida” de la tensión, que perturba a las personas sometidas a iluminación eléctrica. Dependen fundamentalmente de la amplitud, frecuencia y duración de las fluctuaciones de tensión. Estas perturbaciones abarcan un rango característico de 0.5 a 30 Hz, estas fluctuaciones de tensión no suelen tener una amplitud superior al 10%. Es decir, el efecto flicker son señales eléctricas inferiores a la fundamental y su nombre se refiere al parpadeo.

Para efectos de la evaluación de la calidad, se considera el Índice de Severidad de Flicker de Corta Duración (P_{st}), en intervalos de medición de 10 minutos, el valor de P_{st} se expresa en valores en p.u., definido de acuerdo a las normas IEC; el mismo que es determinado mediante la siguiente expresión:

$$P_{st} = \sqrt{0.0314P_{0.1} + 0.0525P_1 + 0.0657P_3 + 0.28P_{10} + 0.08P_{50}}$$

Donde:

P_{st} : Índice de severidad de flicker de corta duración. ⁽²⁾

$P_{0.1}$, P_1 , P_3 , P_{10} , P_{50} : Niveles de efecto flicker que sobrepasan durante 0.1%, 1%, 3%, 10%, 50% del tiempo total del período de observación.

El apareamiento de cargas fluctuantes de diferentes tipos ha provocado que se introduzca el efecto flicker a las señales de alimentación.

Dentro de las cargas generadoras del Efecto Flicker tenemos: cargas resistivas, inductivas, capacitivas y ciertas cargas que son una combinación de las ya mencionadas. Cuando una carga considerable es conectada a cierta distancia, cuya caída de tensión es relativamente alta, se produce con facilidad el Efecto Flicker.

El arranque de grandes motores también es una de las fuentes generadoras más comunes del efecto flicker de voltaje.

Por ser el efecto flicker una consecuencia de las fluctuaciones de tensión, se manifiesta básicamente en forma de fluctuaciones de intensidad luminosa o parpadeo de luminosidad.

El efecto flicker altera el funcionamiento de los equipos de potencia y control, y, a los equipos de usuarios en general.

(

²⁾ CONELEC, “REGULACION No. 004/01”.

1.3.- Factor de Potencia (FP)

1.3.1.- Definición de Factor de Potencia.

El factor de potencia (FP) de cualquier instalación eléctrica es: **la relación entre la potencia activa medida en kilovatios (KW) para la potencia aparente medida en kilo voltio-amperios (KVA),** ecuación 1.20.

$$FP = \frac{P}{S} \quad \left[\frac{KW}{KVA} \right]$$

En régimen sinusoidal (considerando solo las componentes fundamentales), sin armónicos, el factor de potencia coincide con el coseno del ángulo de desfase entre tensión y corriente, conocido este desfase como Factor de Potencia de Desplazamiento (DPF = cosφ).

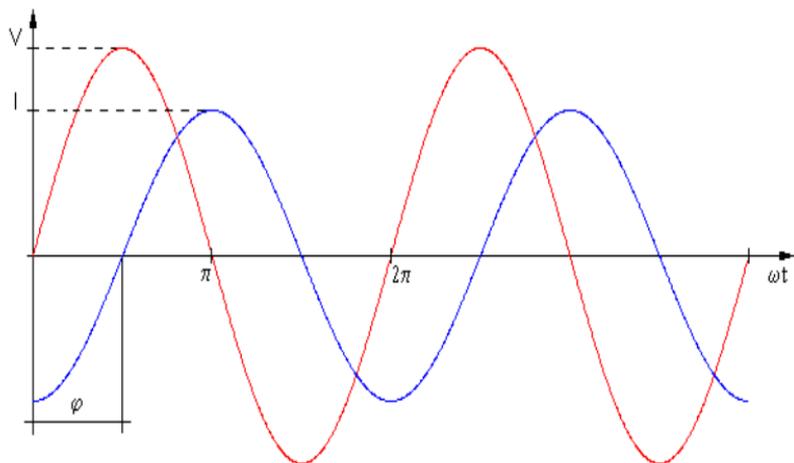


Fig. No. 1.6. Factor de Potencia de Desplazamiento ($\text{DPF} = \cos\varphi$).

1.3.2.- Parámetros del factor de potencia.

Análisis de la corriente activa y reactiva

La corriente en un circuito lineal alimentado por una tensión alterna sinusoidal, es una corriente también sinusoidal, de igual frecuencia que la tensión y con un cierto ángulo de retraso o adelanto con respecto a dicha tensión (Factor de Potencia de Desplazamiento), dependiendo que predominen las cargas de tipo inductivo o capacitivo.

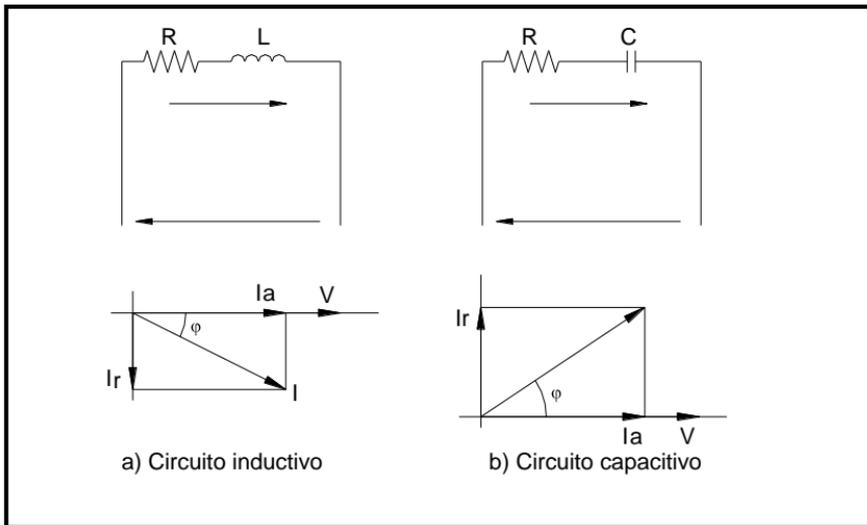


Fig. No. 1.7. Corriente total y sus componentes activa y reactiva.

En la figura 1.7, se representan los diagramas vectoriales de tensión y corriente, tomando como origen de fases la tensión, para los casos:

- a) Con carga inductiva (R-L).
- b) Carga capacitiva (R-C).

En cualquiera de los casos el vector corriente puede descomponerse en dos componentes:

1. Corriente activa, I_a en fase con la tensión.
2. Corriente reactiva, I_r , desfasada 90° con respecto a la tensión.

Entonces: el desfase es negativo (retraso) para cargas inductivas y positivo (adelanto) para cargas capacitivas.

Las relaciones entre la corriente total I , llamada *corriente aparente* y sus componentes son las que se derivan del triángulo de corrientes.

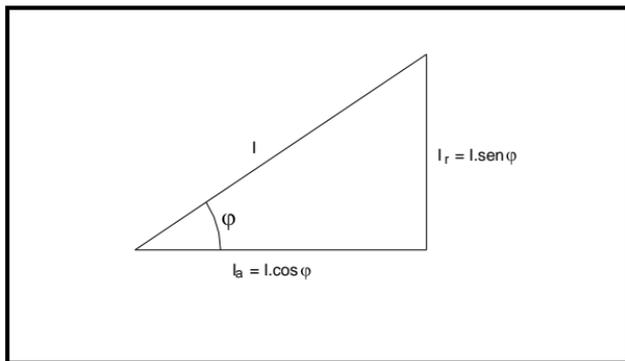


Fig. No. 1.8. Triángulo de Corrientes.

$$I_a = |I| * \cos \varphi \quad (\text{Componente ACTIVA})$$

$$I_r = |I| * \text{sen } \varphi \quad (\text{Componente REACTIVA})$$

$$\bar{I} = I_a + jI_r$$

(Componente APARENTE,
forma vectorial)

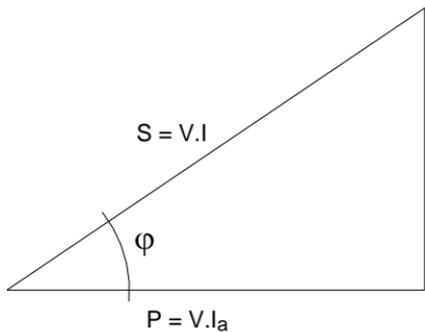
$$|I| = \sqrt{I_a^2 + I_r^2}$$

(Corriente APARENTE,
módulo)

Triángulo de Potencias

Utilizando la descomposición de corriente previamente estudiada, podemos decir que la potencia activa (P) es precisamente la que se produce como consecuencia de la corriente activa ($I \cos \phi$, en fase con la tensión). Por tanto la potencia aparente (S) se puede descomponer en dos componentes, al igual que se hizo para la corriente, y construir un triángulo de potencias, separando las potencias producidas por la componente activa (P) y la reactiva (Q), como se indica en la figura 1.9.

Las relaciones que se desprenden de dicho triángulo las enumeramos desde la ecuación 1.21 a la ecuación 1.23.



$$P = \quad \text{(Ec. 1.21)}$$

$$S \cdot \cos \varphi =$$

$$V \cdot I_a$$

$$[\text{KW}]$$

$$\text{(Ec. 1.22)}$$

$$Q =$$

$$S \cdot \sin \varphi =$$

$$\text{(Ec. 1.23)}$$

$$V \cdot I_r$$

$$[\text{KVAR}]$$

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}$$

$$= V \cdot I$$

Fig. No. 1.9. Triángulo de potencias.

Donde:

P: Potencia Activa.

Q: Potencia Reactiva.

S: Potencia Aparente.

La potencia activa es la única componente que produce trabajo útil, mientras que la potencia reactiva se utiliza sólo en la creación de campos eléctricos y magnéticos imprescindibles para el funcionamiento de diversos receptores industriales como: motores, transformadores y otros. Esto exige que haya una determinada potencia reactiva, que habrá que transportar y que contribuirá, por tanto, a empeorar el factor de potencia.

La potencia reactiva tiene distinto signo según la corriente vaya retrasada o adelantada con respecto a la tensión. Para cargas inductivas (motores, transformadores, etc.), $\text{sen}\varphi$ es negativo, lo cual se suele interpretar como un consumo de potencia reactiva. Para cargas capacitivas en cambio, $\text{sen}\varphi$ es positivo, lo cual se emplea para compensar la potencia reactiva consumida por diversos receptores industriales.

1.3.3.- **Como afectan los armónicos al factor de potencia.**

Triángulo de potencia y factor de potencia en redes con armónicos

En el párrafo anterior se vio la representación gráfica de las potencias aparente, activa y reactiva mediante un triángulo de potencias. De forma análoga, las potencias en sistemas con armónicos pueden representarse gráficamente mediante varios triángulos relacionados por las ecuaciones (1.24) a (1.27). La representación gráfica conjunta de todos ellos da lugar a un tetraedro de potencias que se ha representado en la figura 1.10.

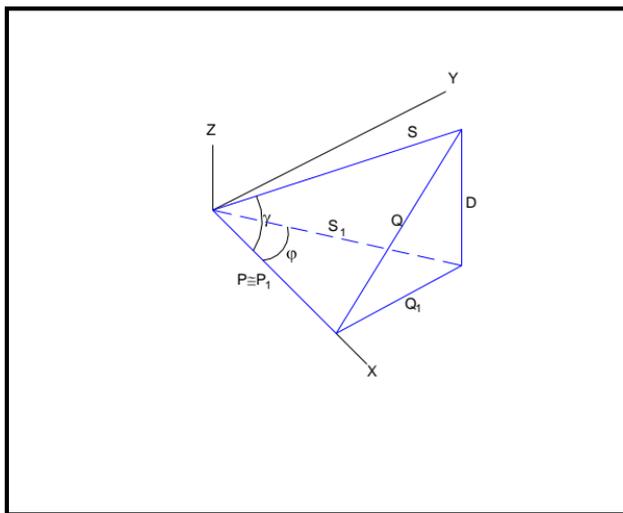


Fig. No. 1.10. Triángulo de potencias en régimen no sinusoidal.

Donde:

D : Potencia de Distorsión.

De la figura 1.10 se distingue cuatro triángulos:

- El de potencias fundamentales, P_1 , Q_1 , S_1 .

$$S_1^2 = P_1^2 + Q_1^2$$

- El de potencias fluctuantes, Q_1 , D , Q

$$Q^2 = Q_1^2 + D^2$$

- El de potencias totales, S , P , Q .

$$S^2 = P^2 + Q^2$$

- El de potencias aparentes, S , S_1 , D .

$$S^2 = S_1^2 + D^2$$

En circuitos con armónicos se seguirá llamando factor de potencia (FP) a la relación entre la potencia activa (P) y la potencia aparente total (S). Obsérvese que cuando existen corrientes armónicas el FP ya no coincide con el coseno del ángulo φ que forman las componentes fundamentales. Las relaciones en este caso son las siguientes:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q_1^2 + D^2}} = \cos\gamma$$

$$\cos\varphi = \frac{P}{S_1} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q_1^2}}$$

Al comparar las ecuaciones (1.28) y (1.29) se observa que el factor de potencia total es siempre menor que el $\cos\varphi$ o factor de potencia de la componente fundamental. El significado de esto es que para transmitir la misma potencia activa en vatios, en un circuito con armónicos, necesitamos dimensionar la instalación para una potencia aparente (en KVA) mayor.

VIII.- CALIDAD DE ENERGIA EN EL ECUADOR.

En el presente capítulo se detallarán las normas con respecto a armónicos y efecto flicker que han sido agrupadas por la Regulación del CONELEC No. 004/01 del Reglamento de Suministro de Servicio Eléctrico en el Ecuador y la IEEE en la norma 519-1992; que en conjunto son adoptadas por empresas de suministro eléctrico y son necesarias citarlas para el presente estudio.

2.4.- Regulación del CONELEC No. 004/01.

El Consejo Nacional de Electricidad considerando que es necesario asegurar un nivel satisfactorio de la prestación de los servicios eléctricos a los consumidores conveniente dictar las Regulaciones sobre la Calidad del Servicio Eléctrico, cuyos aspectos relacionados con el presente tema de tesis son:

2.4.1.- *Calidad del producto.*

Los aspectos de calidad del producto técnico que se controlan son el nivel de voltaje, las perturbaciones y el factor de potencia, siendo el Distribuidor responsable de efectuar las mediciones correspondientes, el procesamiento de los datos levantados, la determinación de las compensaciones que pudieran corresponder a los consumidores afectados y su pago a los mismos. Toda esta información deberá estar a disposición del CONELEC al momento que se requiera.

2.4.1.1.- Nivel de Voltaje.

El nivel de voltaje se mide mediante el Índice de Calidad:

$$\Delta V_k (\%) = \frac{V_k - V_n}{V_n} * 100$$

Donde:

ΔV_k : Variación de voltaje en el punto de medición, en el intervalo k de 10 minutos.

V_k : Voltaje eficaz (rms) medido en cada intervalo de medición k de 10 minutos.

V_n : Voltaje nominal en el punto de medición.

La calidad de voltaje se determina como las variaciones de los valores eficaces (rms) medidos cada 10 minutos, con relación al voltaje nominal en los diferentes niveles.

2.4.1.2.- Perturbaciones.

En esta norma de Regulación, se considera el Efecto Flicker, Armónicos y Factor de Potencia cuyo análisis es el objetivo de este proyecto de grado.

2.4.1.2.1.- Efecto Flicker.

Para la evaluación del índice de calidad se considera el Índice de Severidad por flicker de Corta Duración (P_{st}), en intervalos de medición de 10 minutos, este concepto fue citado en la ecuación 1.19 del capítulo 1 anteriormente revisado.

Para las mediciones del efecto Flicker el distribuidor deberá realizar mensualmente lo siguiente:

1. Un registro en cada uno de los puntos de medición, en un número equivalente al 0.15% de los transformadores de distribución, en los bornes de bajo voltaje, no menos de 5.
2. Para la selección de los puntos se consideran los niveles de voltaje, el tipo de zona (urbana, rural), y la topología de la red, a fin de que las mediciones sean representativas de todo el sistema. Una vez realizada la selección de los puntos, la Empresa Distribuidora debe notificar al CONELEC, por lo menos 2 meses antes de efectuar las mediciones.
3. Simultáneamente con este registro se deberá medir la energía entregada a efectos de conocer la que resulta suministrada en malas condiciones de calidad.
4. Para cada mes, el registro en cada punto de medición se efectuara durante un período no inferior a 7 días continuos, en intervalos de medición de 10 minutos.

Las mediciones se deben realizar con un medidor de efecto Flicker para intervalos de 10 minutos y de acuerdo a los procedimientos especificados en la norma IEC 60868.

El índice de severidad del Flicker P_{st} en el punto de medición respectivo, no debe superar la unidad. Se considera el límite $P_{st} = 1$ como el tope de irritabilidad asociado a la fluctuación máxima de iluminancia que puede soportar sin molestia el ojo humano.

Se considera que el suministro de electricidad no cumple con el límite admisible arriba señalado, en cada punto de medición, si las perturbaciones se encuentran fuera del rango de tolerancia establecido en este numeral, por un tiempo superior al 5% del período de medición de 7 días continuos.

2.4.1.2.2.- *Armónicos*

El índice de calidad para los armónicos se determina mediante la ecuación 1.3 y 1.6 citadas en el capítulo 1.

Para las mediciones de distorsiones armónicas, el distribuidor deberá realizar mensualmente lo siguiente:

2. Un registro en cada uno de los puntos de medición, en un número equivalente al 0.15% de los transformadores de distribución, en los bornes de bajo voltaje, no menos de 5.
3. Para la elección de los puntos se consideran los niveles de voltaje, el tipo de zona (urbana, rural), y la topología de la red, a fin de que las

mediciones sean representativas de todo el sistema. Una vez realizada la selección de los puntos, la Empresa Distribidora debe notificar al CONELEC, por lo menos 2 meses antes de efectuar las mediciones.

4. Simultáneamente con este registro se deberá medir la energía entregada a efectos de conocer la que resulta suministrada en malas condiciones de calidad.
5. En cada punto de medición, para cada mes, el registro se efectuará durante un periodo no inferior a 7 días continuos, en intervalos de medición de 10 minutos.

Con la finalidad de ubicar de una manera más eficiente los medidores de distorsiones armónicas, se efectuarán mediciones de monitoreo de armónicas, de manera simultánea con las mediciones de voltaje indicadas anteriormente; por lo que los medidores de voltaje deberán estar equipados para realizar tales mediciones de monitoreo.

Los valores eficaces de los voltajes armónicos individuales ($\%V_h$, ecuación 1.3) y la THD (ecuación 1.6), expresados como porcentaje del voltaje nominal del punto de medición respectivo, no deben superar los valores límites ($\%V_h$ y THD) señalados a continuación.

Tabla No. 2.1.- Tasa de distorsión armónica individual y THD para voltaje.

ORDEN (h) DE LA ARMONICA Y THD	TOLERANCIA V_h o THD (% respecto al voltaje nominal del punto de medición)
--------------------------------	---

	V > 40KV (otros puntos)	V ≤ 40KV (puntos de medición)
Impares no múltiplos de 3		
5	2.0	6.0
7	2.0	5.0
11	1.5	3.5
13	1.5	3.0
17	1.0	2.0
19	1.0	1.5
23	0.7	1.5
25	0.7	1.5
> 25	$0.1 + 0.6*25/h$	$0.2 + 1.3*25/h$
Impares múltiplos de 3		
3	1.5	5.0
9	1.0	1.5
15	0.3	0.3
21	0.2	0.2
> 21	0.2	0.2
Pares		
2	1.5	2.0
4	1.0	1.0
6	0.5	0.5
8	0.2	0.5
10	0.2	0.5
12	0.2	0.2
> 12	0.2	0.5
THD	3	8

2.4.1.2.3.- Factor de Potencia.

Para efectos de la evaluación de la calidad, en cuanto al factor de potencia, si en el 5% o más del período evaluado el valor del factor de potencia es inferior a los límites, el Consumidor está incumpliendo con el índice de calidad. El límite

mínimo que debe cumplir el Consumidor para el Factor de Potencia será de 0.92.

Para las mediciones, el Distribuidor efectuará registros del factor de potencia cada mes, en el 2% del número de Consumidores servidos en Alto y Medio Voltaje. Las mediciones se harán mediante registros en períodos de 10 minutos, con régimen de funcionamiento y cargas normales, por un tiempo no menor a siete (7) días continuos.

2.5.- Norma IEEE 519-1992.

El aumento del uso de convertidores estáticos de energía, tanto en equipos de control industrial como en aplicaciones domésticas, combinado con el aumento del uso de condensadores para el mejoramiento del factor de potencia, han creado problemas generalizados. Debido a lo extenso de estos problemas, ha sido necesario desarrollar técnicas y lineamientos para la instalación de equipos y control de armónicos. Este segmento discute estos lineamientos y su importancia en el diseño de sistemas.

Las normas estadounidenses con respecto a los armónicos han sido agrupadas en la norma 519-1992, el propósito de la IEEE 519-1992 es de recomendar límites en la distorsión armónica según dos criterios distintos, específicamente:

1. Existe una limitación sobre la cantidad de corriente armónica que un consumidor puede inyectar a la red de distribución eléctrica.

2. Se establece una limitación en el nivel de voltaje armónico que una compañía de distribución de electricidad puede suministrar al consumidor.

2.5.1.- Lineamientos para Clientes Individuales

El límite primario de los clientes individuales es la cantidad de corriente armónica que ellos pueden inyectar en la red de distribución. Los límites de corriente se basan en el tamaño del consumidor con respecto al sistema de distribución. Para los clientes más grandes se tendrá un límite de restricción mayor, porque ellos representan una gran parte de la carga del sistema. El tamaño relativo de la carga con respecto a la fuente se define como la relación de cortocircuito (SCR)⁽¹⁾ en el punto de acoplamiento común (PCC), éste punto es donde el variador se conecta con otras cargas en el sistema de potencia. El tamaño del consumidor es definido por la corriente total de frecuencia fundamental (I_L) demanda por el convertidor en el punto de acoplamiento común. El tamaño del sistema de abastecimiento es definido por la máxima corriente de cortocircuito (I_{SC}) en el punto de acoplamiento común entre el convertidor y el sistema de distribución de potencia. Estas dos corrientes definen la SCR':

$$SCR' = \frac{\text{Capacidad de Cortocircuito del Sistema en el PCC}}{\text{Potencia del convertidor}} = \frac{I_{SC}}{I_L}$$

Donde:

SCR' = Relación de cortocircuito en el PCC.

PCC = Punto de acoplamiento común.

I_{SC} = Máxima corriente de cortocircuito en el PCC.

I_L = Máxima corriente de consumo del variador en el PCC.

Una relación alta significa que la carga es relativamente pequeña y que los límites aplicables no serán tan estrictos como los que corresponden cuando la relación es más baja. Esto se observa en la tabla 2.2, donde se recomienda los niveles máximos de distorsión armónica en función del valor de la SCR' y el orden de la armónica. Todos los valores de distorsión de corriente se dan en base a la máxima corriente de carga (demanda). La distorsión total está en términos de la distorsión total demanda (TDD) en vez del término más común THD.

(¹) Por facilidad SCR' : Relación de Cortocircuito

La tabla 2.2 muestra límites de corriente para componentes de armónicas individuales así como también distorsión armónica total. Por ejemplo un consumidor de 120 – 69000V, con una relación I_{SC}/I_L (SCR') entre 50 y 100 tiene un límite recomendado de 12.0% para TDD, mientras que para

componentes armónicas impares individuales del orden menor a 11, el límite es del 10%.

Tabla No. 2.2.- IEEE 519-1992. Límites en la Distorsión de la Corriente

Límites de Corriente Armónica para Carga no lineal en el Punto Común de acoplamiento con otras Cargas, para voltajes entre 120-69000 Voltios.						
Máxima Distorsión Armónica Impar de la Corriente, en % del Armónico Fundamental						
I_{sc}/I_L	<11	11≤h<17	17≤h<23	23≤h<35	35≤h	TDD
<20*	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20<50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50<100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100<1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0
Límites de Corriente Armónica para Carga no lineal en el Punto Común de acoplamiento con otras Cargas, para voltajes entre 69000-161000 Voltios.						
Máxima Distorsión Armónica Impar de la Corriente, en % del Armónico Fundamental						
I_{sc}/I_L	<11	11≤h<17	17≤h<23	23≤h<35	35≤h	TDD
<20*	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
20<50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0
50<100	5.0	2.25	2.0	0.75	0.35	6.0
100<1000	6.0	2.75	2.5	1.0	0.5	7.5
>1000	7.0	3.5	3.0	1.25	0.7	10.0
Límites de Corriente Armónica para Carga no lineal en el Punto Común de acoplamiento con otras Cargas, para voltajes mayores a 161000 Voltios.						
Máxima Distorsión Armónica Impar de la Corriente, en % del Armónico Fundamental						

I_{sc}/I_L	<11	11≤h<17	17≤h<23	23≤h<35	35≤h	TDD
<50	2.0	1.0	0.75	0.30	0.15	2.5
50	3.0	1.5	1.15	0.45	0.22	3.35
Los armónicos pares se limitan al 25% de los límites de los armónicos impares mostrados anteriormente						
* Todo equipo de generación se limita a estos valores independientemente del valor de I_{sc}/I_L que presente						
Donde: I_{sc} = Corriente Máxima de cortocircuito en el Punto de Acoplamiento Común. I_L = Corriente Máxima demanda por el convertidor en el Punto de Acoplamiento Común. TDD = Distorsión Total Demanda en % de la demanda máxima.						

Es importante notar que las componentes individuales de las corrientes armónicas no se suman directamente para que todo el armónico característico no pueda estar a su límite máximo individual sin exceder la TDD.

Esta tabla se utiliza para condiciones con duración superior a una hora. Para períodos más cortos el límite aumenta un 50%.

La norma también fomenta el uso de convertidores de pulsos múltiples reduciendo los límites de corrientes armónicas. Utilizando adecuada y concientemente esta tabla reglamentada, se ayudará a mejorar la calidad del servicio eléctrico y las molestias causadas hacia los consumidores finales.

2.5.1.1.- *Límites de Voltaje Mellado*

Muchos convertidores estáticos producen mellado de la forma de onda de voltaje. Los límites de Muecas de voltaje indicados en la Tabla No. 2.3, se dan

según el cliente, la profundidad y área de la muesca, y la THD de voltaje en el PCC.

Tabla No. 2.3.- Sistema de bajo Voltaje, Clasificación y Límites de Distorsión

	Aplicación Especial	Sistema General	Sistemas Especiales
Profundidad de la Muesca	10%	20%	50%
THD (Voltaje)	3%	5%	10%
Área de Muesca*	16400	22800	36500
* En volt-microsegundos a valores de V & I			

Estos límites son recomendados para sistemas de bajo voltaje en el que el área de la muesca es fácil de medir mediante el empleo de un osciloscopio. En la figura 2.1 se indica la relación para obtener el Área de la muesca

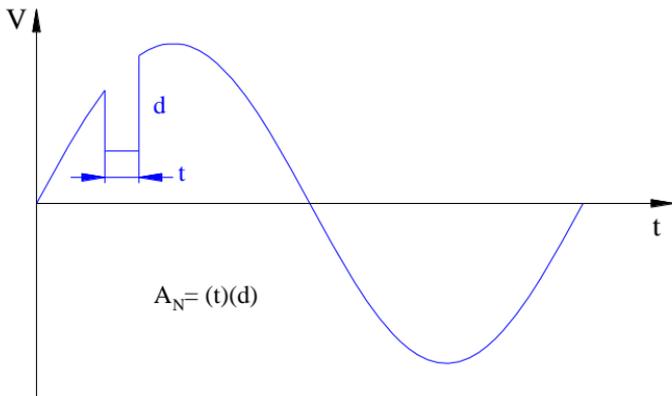


Fig. No. 2.1. Muesca de Voltaje

Donde:

A_N = Área de la Muesca.

d = Profundidad de la Muesca.

2.5.2.- Lineamientos para las compañías eléctricas.

El segundo conjunto de criterios establecido por la IEEE 519 se refiere a los límites de distorsión de voltaje. Estos rigen la cantidad de distorsión aceptable en el voltaje que entrega la compañía de electricidad en el PCC de un consumidor.

Los límites armónicos de voltaje recomendados se basan en niveles lo suficientemente pequeños como para garantizar que el equipo de los

suscriptores operen satisfactoriamente. La tabla 2.4 enumera los límites de distorsión armónica de voltaje según la IEEE 519.

Tabla No. 2.4.- Límites de distorsión de Voltaje, IEEE 519.

Voltaje de barra en el punto de acoplamiento común	Distorsión individual de Voltaje (%)	Distorsión total del voltaje THD (%)
Hasta 69 KV	3.0	5.0
De 69 KV a 137.9 KV	1.5	2.5
Mayor o igual a 138 KV	1.0	1.5
Nota: Los sistemas de alto voltaje pueden llegar hasta un 2.0% en THD cuando lo que causa es un alto voltaje terminal DC, el cual podría ser atenuado.		

Esta tabla se utiliza para condiciones con duración superior a una hora. Para períodos más cortos aumenta su límite en un 50%.

Es muy común que los alimentadores de las compañías de electricidad alimenten a más de un consumidor. Los límites de distorsión de voltaje mostrados en la tabla no deberían excederse mientras todos los consumidores conectados no superen los límites de inyección de corriente. Cualquier consumidor que degrade el voltaje en el PCC deberá corregir el problema. Sin embargo, el problema de distorsión de voltaje es uno para la comunidad entera

de consumidores y la compañía de servicio eléctrico. Los consumidores muy grandes pueden buscar un compromiso con la compañía de distribución sobre la solución de un problema específico, y ambos pueden contribuir a su solución.

2.6.- Reglamento al trabajar con variadores de frecuencia.

2.6.1.- Distorsión Armónica Total⁽³⁾

2.6.1.1.- Distorsión de la corriente.

Uno de los temas que más se habla en la aplicación de VSD hoy en día es la distorsión de la corriente de entrada y el cumplimiento con las especificaciones de armónicas. De estas especificaciones, ninguna se cita más frecuentemente que la IEEE 519-1992. La filosofía estándar que se cito en el numeral 2.2 es directa: *cada consumidor individual de suministro eléctrico debe controlar su distorsión de corriente, y la compañía eléctrica podrá entonces suministrar voltaje adecuadamente, libre de distorsión a todos sus usuarios.* Para lograr este objetivo, el estándar recomienda niveles de distorsión de corriente para cada usuario en base a la medida relativa de la carga para la capacidad del sistema. Estos valores de distorsión de corriente se detallan en la tabla más citada del estándar que se muestra a continuación.

Tabla No. 2.5.- IEEE519-1992

<p>Límites de Distorsión Corriente para Sistemas Generales de Distribución (120 hasta 69000V)</p>
<p>Máxima Distorsión Armónica de Corriente, en porcentaje de la</p>

Corriente Fundamental I_L						
I_{sc}/I_L	<11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
<20*	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20<50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50<100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100<1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0
* Todo equipo de generación se limita a estos valores independientemente del valor de I_{sc}/I_L que presente						

En el lado izquierdo de la tabla se detalla la relación entre la corriente de cortocircuito en el PCC y la corriente fundamental de carga máxima del sistema, en el lado derecho se indica los valores aceptables de la Distorsión Total de la Demanda (TDD).

⁽⁹⁾ Variable Speed Drives: "Definitions, Applications & Comparisons"

Para convertidores de pulsos múltiples, los valores de la Tabla 2.6 son multiplicados por la raíz cuadrada del número de pulso del convertidor dividida para seis o $\sqrt{p/6}$. Los límites de TDD permanecen igual.

En el caso de un convertidor de doce pulsos, los límites aceptables para las corrientes armónicas características son elevados a 1.414. Los límites de TDD permanecen igual.

2.6.1.2.- *Distorsión del voltaje de entrada*

La distorsión del voltaje de entrada en aplicaciones de VSD es una función de tres factores: los niveles preexistentes de armónicos de voltaje, la impedancia del sistema de potencia en el punto de acoplamiento común (PCC), y el perfil de la corriente armónica que está siendo generada por el controlador, que se indicaron en el numeral 2.2.

En resumen, si la compañía eléctrica proporciona inicialmente una fuente de voltaje limpio en la entrada y el VSD cumple con los límites de distorsión armónica de voltaje designados por la norma IEEE 519 que se muestra en la tabla 2.5, los niveles de distorsión de voltaje cumplirán por diseño con el estándar.

Tabla No. 2.6.- Límites de distorsión en Sistemas de bajo Voltaje.

Límites de distorsión			
	Aplicaciones Especiales*	Sistemas Generales	Sistemas Especiales**
THD	3%	5%	10%
* Aplicaciones especiales incluido hospitales y aeropuertos.			
** Sistemas especiales inclusive para cargas de convertidores			

2.6.2.- Factor de Potencia

El valor mínimo de factor de Potencia es de 0.92

2.6.3.- Efecto flicker

Tal como se indico en la sección 2.1.1.2.1 correspondiente al Efecto Flicker (Perturbaciones), para un Índice de Severidad de Corta Duración P_{st} en el punto de medición, éste no debe superar la unidad.

IX.- VARIADORES.

3.7.- Introducción.

La operación del Sistema de Bombeo Electrosomergible necesita un estricto control de todos los parámetros que intervienen en éste. Los variadores de frecuencia son los equipos encargados de cumplir con esta tarea y a la vez transmiten la energía eléctrica al equipo de fondo.

Debido a las excelentes características de funcionamiento que éstos poseen tanto en el arranque como en la operación son utilizados en pozos en los cuales es necesario variar la velocidad de rotación de los motores permitiendo así cambiar el caudal, la altura de la columna dinámica, o ambas, cumpliendo así con los requerimientos del pozo.

El motor de corriente alterna, a pesar de ser un motor robusto, de poco mantenimiento e ideal para la mayoría de las aplicaciones industriales, tiene el inconveniente de ser un motor rígido en cuanto a su velocidad. La velocidad del motor asíncrono depende de la forma constructiva del motor y de la frecuencia de alimentación.

Como la frecuencia de alimentación que entregan las Compañías de electricidad es constante, la velocidad de los motores asíncronos es constante, salvo que se varíe el número de polos, el resbalamiento o la frecuencia.

El método más eficiente de controlar la velocidad de un motor eléctrico es por medio de un variador electrónico de frecuencia. No se requieren motores especiales.

Un VSD típico convertirá los 480 voltios a 60 Hertz aplicado a la entrada, de 0 a 500 voltios con una frecuencia de 5 a 90 Hertz en los terminales de salida permitiendo el arranque de motores a frecuencias bajas, consiguiendo disminuir la corriente que es de 7 a 10 veces su valor nominal durante el arranque cuando se usa arrancador directo.

Las bombas electrosumergibles son diseñadas para trabajar a cierto caudal, mediante los variadores conseguimos optimizar la bomba, permitiendo que trabaje más eficientemente en el rango de operación para el que la bomba fue diseñada, consiguiendo así prolongar la vida útil de está.

3.1.3.- Estructura de un variador de frecuencia.

Los variadores de frecuencia están compuestos por:

- Una Etapa Rectificadora o rectificador. Convierte la tensión alterna en continua mediante dispositivos electrónicos que pueden ser diodos, tiristores, etc.
- Etapa intermedia. Es un filtro para suavizar la tensión rectificada, reduciendo el rizado del voltaje proveniente de la etapa rectificadora.

- Inversor. Convierte la tensión continua proveniente de la etapa intermedia en una fuente de tensión de frecuencia variable mediante la generación de pulsos.

3.1.4.- Tipos de variadores.

La forma más sencilla de clasificar a los variadores de frecuencia de acuerdo a su topología es la siguiente:

- Cicloconvertidores.
- Variadores con inversor tipo fuente de corriente.
- Variadores con inversor tipo fuente de tensión.

Cicloconvertidores

En el rango de las altas potencias (varios MW), los accionamientos con motores sincrónicos son los más utilizados. Este accionamiento se realiza mediante un convertidor directo de frecuencia, comúnmente llamado cicloconvertidor. Los cicloconvertidores son redes de dispositivos electrónicos (básicamente tiristores) que convierten una potencia de AC de 60 Hz en una potencia de AC de baja frecuencia, sin el empleo del enlace de DC de los variadores con inversores.

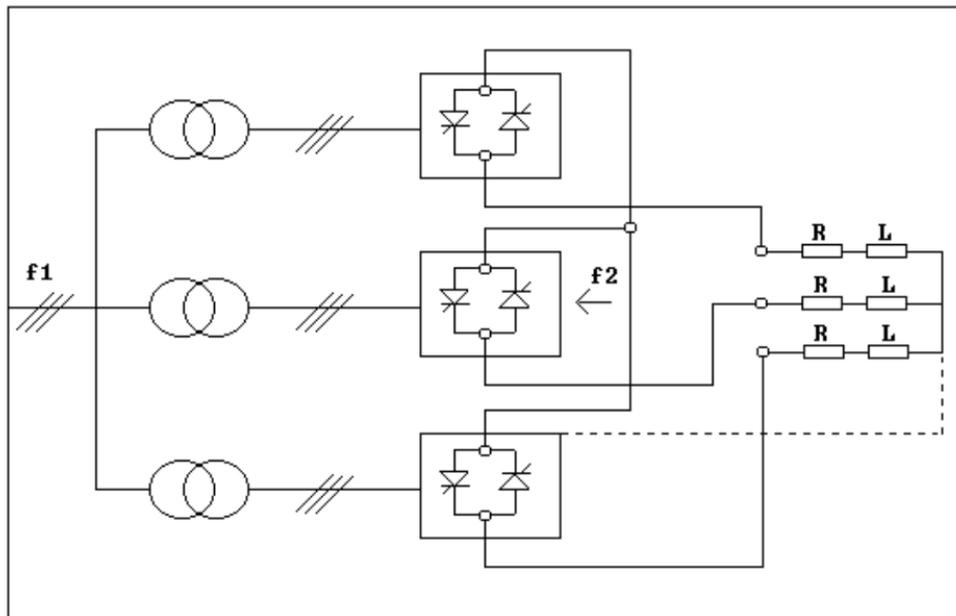


Fig. No. 3.1. Esquema de un cicloconvertor.

La tensión de la carga es producida realizando una modulación del ángulo de disparo de los tiristores. Además, por su principio de funcionamiento tiene la frecuencia de salida bastante limitada, la que solamente puede alcanzar una fracción de la frecuencia de entrada. Generalmente, los motores sincrónicos

que son alimentados por los cicloconvertores tiene una frecuencia relativamente pequeña y variable en un rango de [0-15] Hz.

Variador con inversor tipo fuente de corriente

Este tipo de variador, tal como se muestra en la Figura No 3.2, tiene entre las unidades rectificadora e inversora un filtro inductivo que proporciona un enlace de corriente del puente rectificador hacia el inversor.

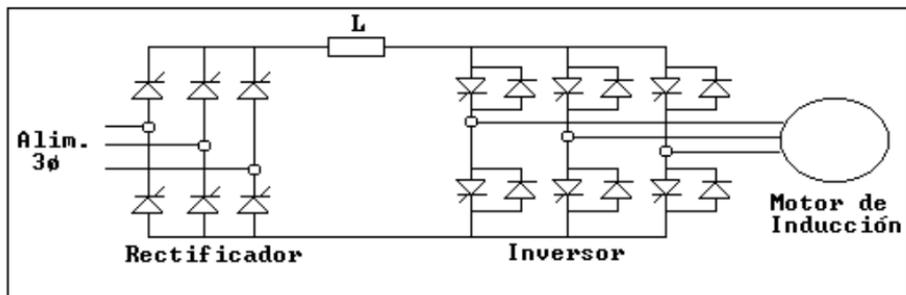


Fig. No. 3.2. Esquema de un variador con inversor tipo fuente de corriente

En el Figura No 3.3, se observa la forma de onda de la corriente de entrada al variador, la que presenta mejor estabilidad y uniformidad que la producida por el variador con inversor tipo fuente de voltaje.

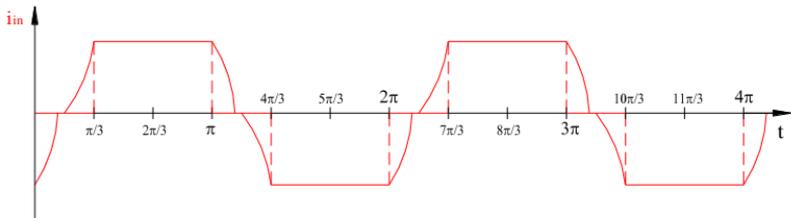


Fig. No. 3.3. Corriente de entrada al Variador con inversor tipo fuente de corriente.

El inversor fuente de corriente, en los últimos años ha tenido una creciente utilización. Sin embargo, el más popular es el inversor fuente de tensión.

Variador con inversor tipo fuente de tensión.

Para producir una tensión variable de amplitud y frecuencia a la salida del variador, se emplea una tensión continua de amplitud constante a través de un filtro capacitivo conectado a la entrada del inversor. La elevada velocidad de operación de los semiconductores asegura la formación de una tensión alterna aproximadamente sinusoidal a partir de ésta tensión continua. El filtro capacitivo, tal como se muestra en la Figura 3.4, necesario para el funcionamiento del inversor (requiere tensión constante), implica la inyección de un elevado contenido armónico en la red.

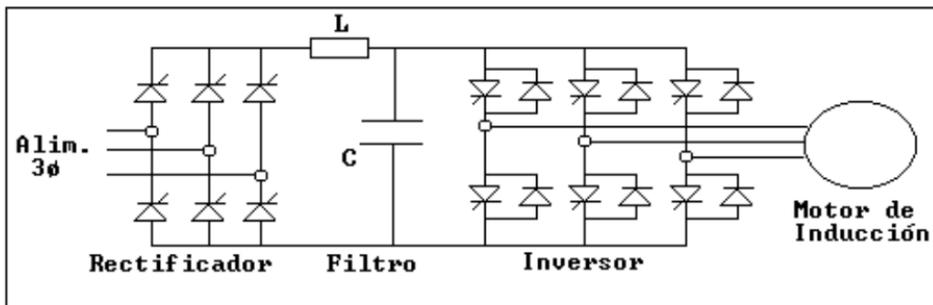


Fig. No. 3.4. Esquema de un variador con inversor tipo fuente de tensión.

Observando la forma de onda típica de corriente a la entrada del variador, se aprecia claramente (según la Figura No 3.5), que ésta no se parece en nada a la onda casi trapezoidal que asume el variador con inversor fuente de corriente cuyas características se refieren a las bajas magnitudes de las armónicas que aparecen en el lado de la red, donde las armónicas de orden 5to y 7mo corresponden aproximadamente a un 18% y 11% de la fundamental respectivamente; en cambio, el inversor fuente de tensión debido a la fuerte distorsión que sufre la corriente de entrada por el efecto del filtro capacitivo, produce armónicas de orden 5to y 7mo de hasta un 20% y 15% respectivamente, esto con respecto a la fundamental en forma aproximada.

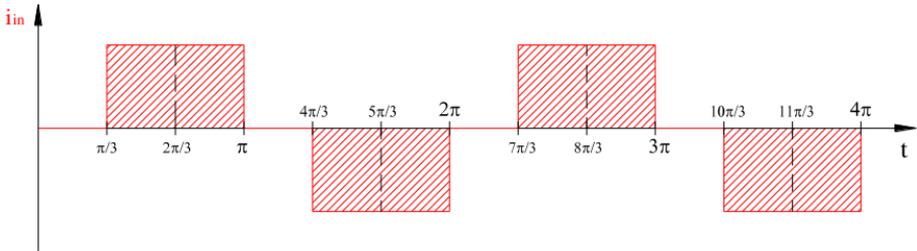


Fig. No. 3.5. Corriente de entrada al Variador con inversor tipo fuente de voltaje.

La aplicación más importante del inversor fuente de tensión consiste en la alimentación de motores de inducción de velocidad variable. Este tipo de accionamiento se utiliza para instalaciones fijas o para equipos de tracción.

En este tipo de variador de frecuencia se centralizará nuestro estudio debido a que en los VSD's se utiliza esta topología.

3.8.- Descripción.

El Controlador de Velocidad Variable (VSD) es un moderno controlador de frecuencia variable de AC. Esta diseñado para todos los requerimientos de instalación, necesitando una fuente de frecuencia variable. Este opera directamente con voltaje AC trifásico de 380/480 V AC a 50/60 Hertz.

El uso de la última tecnología en microprocesadores permite la fácil configuración, operación y diagnóstico. Los microcontroladores también reducen el número de tarjetas requeridas mejorando así la fiabilidad y versatilidad del controlador. La interfaz de operación gráfica hace fácil la operación y la programación de aplicaciones especiales.

Este variador es programable para muchos tipos de cargas, como: torque variable, torque constante y voltaje constante, con un extenso rango de velocidad. Este controlador también proporciona una interfaz de telemetría de alta velocidad (CITIBUS) que simplifica la expansión del sistema de control y la personalización.

3.9.- Ventajas.

Provee eficiencia al sistema.

La Bomba Electro centrífuga es típicamente poco flexible cuando opera a una velocidad fija (con arrancador directo); el equipo está limitado a una gama fija de caudales de producción y a una altura de columna dinámica generada que es fija para cada caso. El Controlador de Velocidad Variable (VSD) ha ganado rápida aceptación como un accesorio del sistema ESP de gran valor para aliviar estas restricciones.

La flexibilidad en el bombeo fue el propósito original de la aplicación de los VSDs en los sistemas ESP, pero se han logrado obtener muchos otros beneficios. De interés particular son aquellos que pueden alargar la vida del

equipo sub-superficial: el arranque suave, la velocidad controlada automáticamente, la supresión de transitorios de línea y la eliminación de los estranguladores en superficie (estrangulación de válvulas en superficie).

Aislamiento del equipo de fondo de disturbios en la línea.

Los disturbios del sistema de alimentación es una de las principales causas del prematuro envejecimiento del motor en aplicaciones de frecuencia fija. El VSD aísla la carga de las interrupciones de entrada y transitorios causados por descargas eléctricas atmosféricas; Balancea el voltaje de salida para reducir el calentamiento del motor; Ignora la inestabilidad en la frecuencia de los suministros con generador (actúa como un estabilizador); compensa las caídas de tensión o desconecta la unidad del suministro; y minimiza la presión eléctrica y mecánica durante el arranque.

Cuando un Variador es conectado, automáticamente aísla al equipo de fondo de los disturbios de la línea debido a que en la salida del variador (Inversor) está acoplado al rectificador mediante un filtro pasabajos en el bus de DC. Fuertes transitorios de energía abrirían los fusibles o destruirían los dispositivos semiconductores de estado sólido pero nunca saldrían del gabinete del variador. El tiempo de reparación del variador es una fracción del costo comparado con la falla final del ESP.

Mejora la eficiencia total del sistema

Además, dependiendo de la aplicación, el VSD puede mejorar la eficiencia total del sistema, reducir el tamaño del generador requerido, obviar la necesidad de un estrangulador, reducir el tamaño de la unidad sub-superficial y proveer funciones de control inteligentes para maximizar la producción.

Arranque suave

Un motor de frecuencia fija de un tamaño particular tiene un torque de salida máximo específico, siempre que se suministre el voltaje de placa a sus terminales. Este mismo torque se puede lograr a otras velocidades variando el voltaje en proporción a la frecuencia, de esta forma la corriente magnetizadora y la densidad del flujo magnético permanecerán constantes, y así el torque disponible será constante (a deslizamiento nominal). Como resultado, la potencia de salida será directamente proporcional a la velocidad, ya que la potencia se obtiene de multiplicar el torque por la velocidad. Se observará que esta re-clasificación de motores aumenta la potencia máxima disponible para un tamaño particular de rotor.

$$Potencia\ nueva\ del\ motor = \left(\frac{Nueva\ frecuencia}{60\ Hz} \right) \cdot Potencia\ del\ motor$$

Idealmente, dos modos son deseables; es preferible un arranque suave en condiciones de fluido limpio. Por otra parte, la presencia de arena o carbonatos requiera de un torque lo más alto posible.

El variador puede controlar los niveles máximos de corriente durante el arranque. La corriente de arranque mínima normalmente se usa como criterio para arrancar un ESP, y la relación siguiente puede usarse para determinar la corriente requerida para un torque equivalente para otras frecuencias de arranque:

$$T \propto \frac{I^2}{f}$$

Podemos setear el torque de arranque para una frecuencia cualquiera "f", indicado en la siguiente relación:

$$\frac{I_{60}^2}{60Hz} = \frac{I_f^2}{f}$$

$$I_f = I_{60} \sqrt{\frac{f}{60}}$$

Desgaste

El desgaste por abrasión es proporcional a la frecuencia de funcionamiento del equipo ESP es decir a la velocidad de funcionamiento del motor. Si el desgaste abrasivo es un problema en un pozo particular, las velocidades de operación mayores incrementaran el desgaste, pero las velocidades de

operación más bajas producirán un desgaste mucho menor. El VSD se puede utilizar en estos casos para operar a velocidades más bajas a expensas del uso de una bomba y/o motor más grande. En las áreas donde los costos para remover el equipo son muy altos, esto puede dar como resultado una reducción de costos operativos totales.

Limitación del eje de la Bomba

Debido a que la capacidad de potencia del eje es proporcional a la velocidad, mientras que la potencia requerida por la bomba es una función cúbica de la velocidad, para cualquier bomba habrá una velocidad por encima de la cual la capacidad nominal del eje será excedida. Esta capacidad nominal deberá ser revisada para la frecuencia máxima de operación. Debe reconocerse que operar el eje de una bomba a altas frecuencias maximiza su capacidad para entregar potencia y esto puede ser significativo en las instalaciones donde la resistencia del eje es un factor limitante.

Eficiencia del Motor

La forma de onda del voltaje generado por el VSD es generalmente una onda seudo sinusoidal de seis pulsos. La forma de onda de la corriente se acerca a la forma sinusoidal, pero el contenido de armónicos genera mayores pérdidas en el motor (del orden de 10%). El balance exacto de los voltajes en las tres, reduce las pérdidas y la mayoría de los fabricantes de equipos ESP estiman que los dos efectos se cancelan.

Efectos del Variador sobre la Bomba Centrífuga

Tal como se menciona previamente, el desempeño de la bomba centrífuga se caracteriza por una curva que relaciona la *Altura de la columna dinámica generada vs. Caudal* (a una velocidad estándar). Si la velocidad cambia, se genera una nueva curva; una mayor si la velocidad se aumenta y una más pequeña si la velocidad decrece.

Si se acopla la bomba a un motor de inducción trifásico, y se varía la frecuencia de funcionamiento del motor, su velocidad cambia en proporción directa al cambio de frecuencia. Por lo tanto, la velocidad de la bomba y de allí su salida hidráulica puede ser controlada simplemente variando la frecuencia del suministro de potencia, siempre y cuando los límites de carga del motor y el voltaje sean observados adecuadamente.

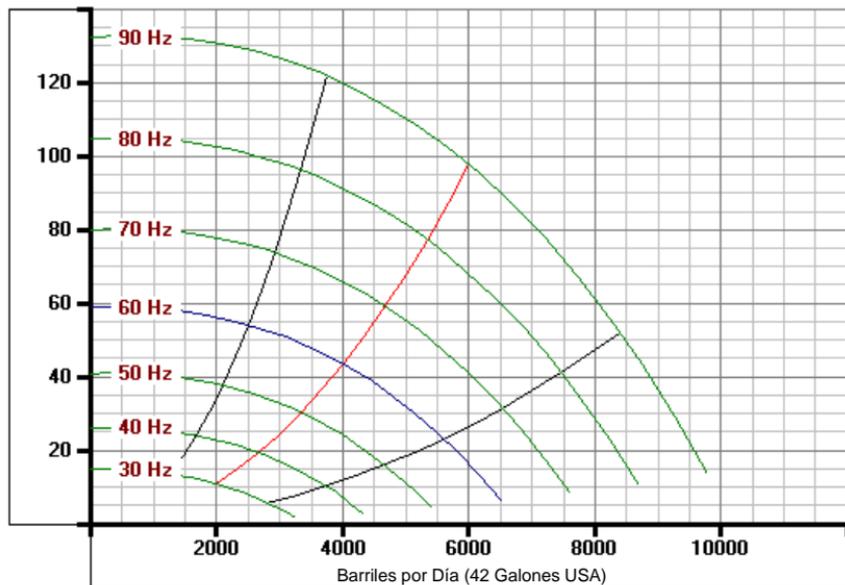
La técnica de combinar las características de desempeño de la bomba centrífuga y del motor de inducción trifásico, nos permite desarrollar una curva de desempeño para cualquier frecuencia dentro de los límites útiles (Fig. 3.6). Las siguientes ecuaciones fueron derivadas en base a estas condiciones (Leyes de Afinidad^(*)):

$$\text{Nuevo caudal de flujo} = \left(\frac{\text{Nueva frecuencia}}{60 \text{ Hz}} \right) \cdot \text{Caudal de flujo} @ 60 \text{ Hz}$$

$$Altura\ nueva = \left(\frac{Nueva\ frecuencia}{60\ Hz} \right)^2 \cdot Altura\ columna\ \partial\ 60\ Hz$$

$$Potencia\ nueva = \left(\frac{Nueva\ frecuencia}{60\ Hz} \right)^3 \cdot Potencia\ \partial\ 60\ Hz$$

ALTURA DE
COLUMNA (ft)



RPM Variable, Graveda específica = 1.00
Bomba electrosumergible de Centrilift
Serie 513

Fig. No. 3.6. Curva característica para una etapa a frecuencia variable.

El VSD, utilizado a bajas frecuencias, puede desplazar la curva caudal-velocidad del motor para lograr caudales de flujo más bajos con baja corriente. El VSD también puede ser ajustado para entregar un máximo torque con corrientes de arranque bajas, aumentando la frecuencia de operación a un valor más alto.

(*) Son las relaciones que permiten predecir el rendimiento de una bomba a diferentes frecuencias de funcionamiento del motor.

La Bomba, el Motor y el VSD

Normalmente la bomba es escogida para entregar una cierta salida hidráulica a una velocidad particular. El tamaño del motor puede seleccionarse de manera que su capacidad se ajuste a la bomba cuando opera a la velocidad escogida. Por encima de esa velocidad el motor estará sobrecargado; y, habrá una condición de baja carga a velocidades más lentas debido a la naturaleza cúbica de la carga de la bomba. Esto se refleja en la corriente consumida por el motor. El amperaje de placa del motor solo será consumido a la velocidad nominal.

3.10.- Funcionamiento

Un VSD de AC es un convertidor de AC a AC diseñado para cambiar las magnitudes de voltaje y de corriente y/o puede alterar la frecuencia. Por ejemplo: un VSD típico convertirá los 480 voltios a 60 Hertz aplicado a la entrada, de 0 a 500 voltios de 5 a 90 Hertz en los terminales de salida.

Los VSD's típicos usan dos convertidores internos para lograr su funcionamiento total: en la entrada rectifica y en la salida invierte. Conectado a los dos convertidores esta la barra de DC (Figura 3.7)

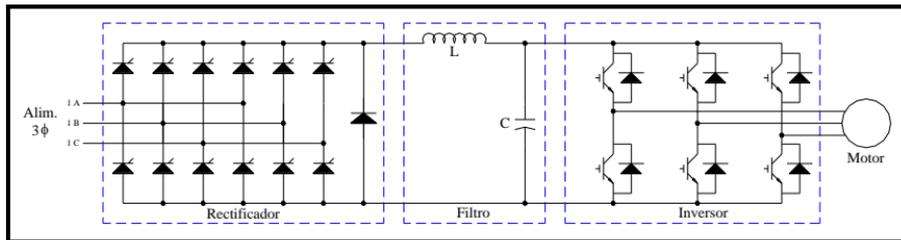


Fig. No. 3.7. Estructura general de un VSD.

RECTIFICADOR DE ENTRADA

Introducción

En la entrada del VSD está el rectificador. El rectificador convierte voltaje bidireccional de AC en voltaje DC. En este punto, el voltaje DC todavía varía en el tiempo pero la corriente sólo fluirá en una dirección y el voltaje nunca cambiará de polaridad. Estas fluctuaciones son eliminadas en la barra DC que se discutirá más abajo.

En esta sección además de rectificarse la potencia trifásica de entrada, se regula el voltaje a la barra DC. Este tipo de convertidor comúnmente es conocido

como convertor de seis pulsos, convertor controlado o simplemente convertor a SCR's.

Módulo SCR^(*)

Los Rectificadores Controlados de Silicio (SCR's) empleados en la sección rectificadora se encuentran en forma de módulos, el aislamiento entre la base del módulo y los componentes internos es de 2500 VAC. Cada módulo contiene dos SCR's; el ánodo de un SCR está conectado al cátodo del otro; el punto de interconexión es el terminal 1 (AK) y es el sitio de entrada de la corriente alterna. El cátodo del primer SCR es el terminal 2 (K) y se conecta a la barra positiva; el ánodo del segundo SCR es el terminal 3 (A) y se conecta al bus negativo (Figura No. 3.8)

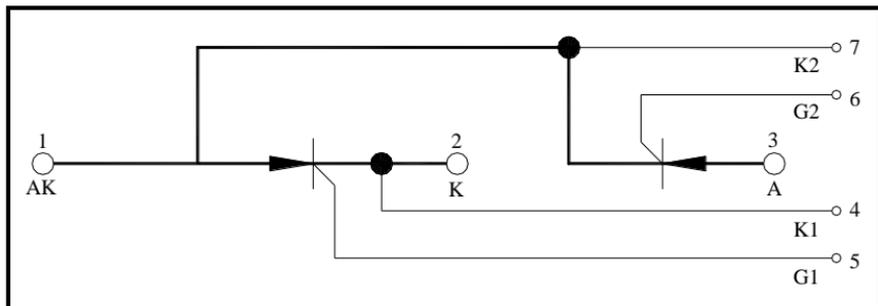


Fig. No. 3.8. Módulo SCR.

A los SCR's conectados a la barra positiva se les denomina "positivos" y "negativos" a los conectados a la barra negativa. Los terminales 4, 5, 6 y 7 son para las señales de disparo que provienen de la sección Converter de las tarjetas de control.

(*) Glosario de términos

BARRA DC

La barra DC del VSD está compuesta de dispositivos pasivos no controlados. Los elementos típicos incluyen bobinas y condensadores utilizados para aplanar la tensión de salida del rectificador.

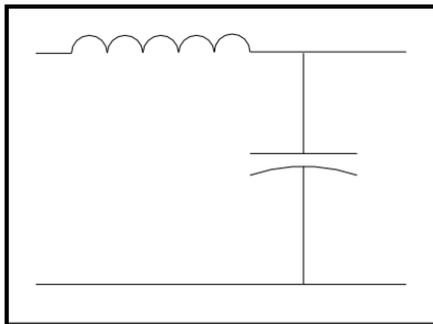


Fig. No. 3.9. Barra DC.

Filtro por condensador.

A menudo el filtrado se efectúa colocando un condensador en paralelo con la carga. El funcionamiento de este sistema se basa en que el condensador

almacena energía durante el periodo de conducción y la cede posteriormente durante el periodo de no conducción de los elementos rectificadores. De esta forma, se prolonga el tiempo durante el cual circula corriente por la carga y se disminuye notablemente el rizado. Las ventajas de este tipo de filtro son:

- Pequeño rizado.
- Tensión de salida alta con cargas pequeñas.

Y los inconvenientes:

- Mala regulación y rizado alto con cargas grandes.
- Picos de corriente muy elevados que deben soportar los diodos durante el tiempo total de conducción.
- Picos más elevados cuanto mayor sea la capacidad del condensador.

Filtro por bobina

El funcionamiento del filtro por inductancia se basa en la propiedad fundamental que tiene este componente de oponerse a cualquier variación de la corriente, de forma que cualquier variación brusca que pudiera aparecer en un circuito sin inductancia se suaviza por el hecho de colocar este elemento en el circuito.

Los dos tipos de filtros considerados pueden combinarse en uno solo, dando como resultado el filtro LC. Este filtro conjuga el menor rizado conforme aumenta la intensidad del filtro por bobina con el menor rizado a pequeñas intensidades del filtro por condensador, formando un filtro amortiguador pasa

bajos que se utiliza para aplanar el voltaje DC proveniente del rectificador. El filtro pasa bajos filtra señales altas y deja pasar señales de baja amplitud.

Por tanto: el filtro L-C produce una tensión de salida aproximadamente continua. El condensador mantiene la tensión de salida en un nivel constante y la bobina suaviza la corriente del rectificador y reduce la corriente pico en los tiristores.

INVERSOR DE SALIDA

En la fase final del VSD está el inversor. El inversor convierte la tensión proveniente de la barra DC en una fuente de AC de frecuencia variable que alimenta al motor de inducción.

Se usan diferentes dispositivos semiconductores en el inversor del VSD, desde SCR's, transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT's) hasta el conmutador de compuerta de corte rápido (GTO's)

Actualmente se emplean módulos IGBT's para generar pulsos controlados de tensión y conformar un voltaje de salida de tres fases cuasi sinusoidales.

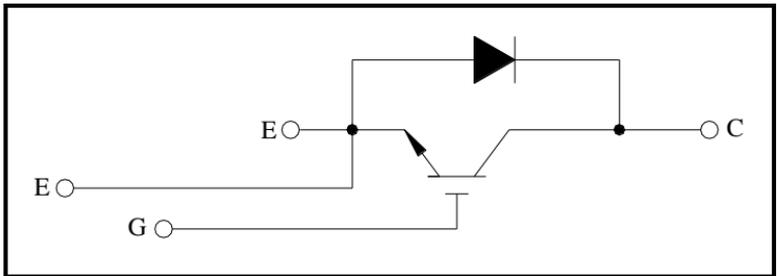


Fig. No. 3.10. Módulo IGBT.

La topología del inversor del VSD nos permite tener las siguientes formas de onda de salida:⁽⁴⁾

ESP. Esta topología produce una forma de onda pseudo-sinusoidal que tiene 6 transiciones (6 pulsos de salida) de voltaje en la señal creada.

HYB. Hybrid PWM crea un voltaje variable, con forma de onda mediante modulación de ancho de pulso PWM que puede ser útil en algunas aplicaciones para reducir las armónicas de corriente en el motor. Hybrid PWM puede también reducir picos de voltaje en el cable, bajo algunas condiciones.

PWM. El modo PWM utiliza todo el voltaje de la barra DC para conformar una forma de onda con ancho de pulso modulado. Esta salida tiene su mejor aplicación en motores de superficie donde el transformador de elevación no es utilizado y el cable de potencia del controlador al motor es relativamente corto.

Es decir: en la salida del inversor aparece un voltaje trifásico que depende de la secuencia de disparo de los transistores que se aplica a la carga. Variando el ángulo de disparo de los IGBT's es posible obtener distintas formas de onda del voltaje de salida del inversor. También puede variarse la magnitud del voltaje de salida, variando el ancho o la altura de los pulsos.

Proceso de conmutación de los IGBT's en el inversor para una forma de onda ESP.

Refiérase a la Figura 3.11, el inversor de voltaje variable es generalmente un inversor de seis pulsos, esta unidad consiste en seis transistores, la conmutación de los transistores está arreglada de manera que cuando el transistor superior de cada rama (o fase) es saturado, el inferior no lo está, y viceversa. Entonces, si se observa el punto central de cada fase, conmuta periódicamente entre los polos positivo y negativo de la Barra DC.

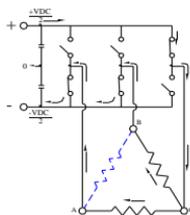
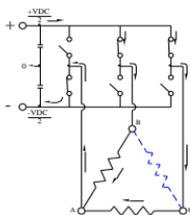
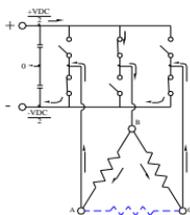
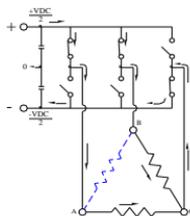
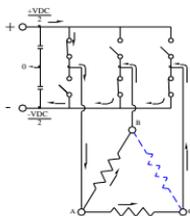
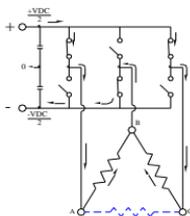
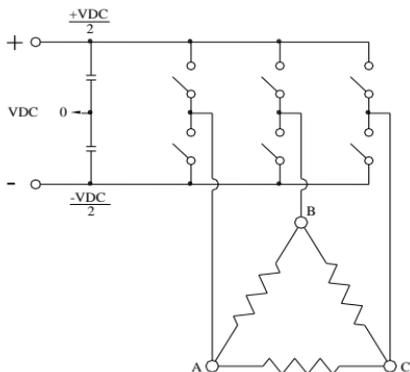
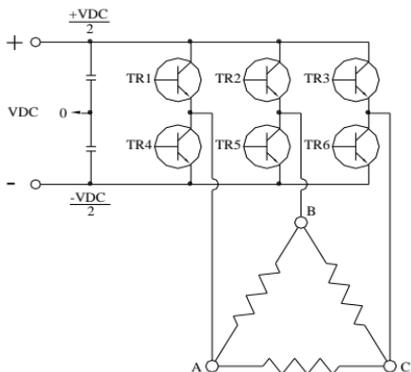


Fig. No. 3.11. Secuencia de disparo de los IGBT's.

Si cada una de las tres fases son conmutadas de esta manera, pero como la conmutación de cada fase demora 120 grados eléctricos de la fase previa, las tres formas de onda de los puntos centrales (VAO, VBO, VCO) son como se indica en el numeral a) de la figura 3.12.

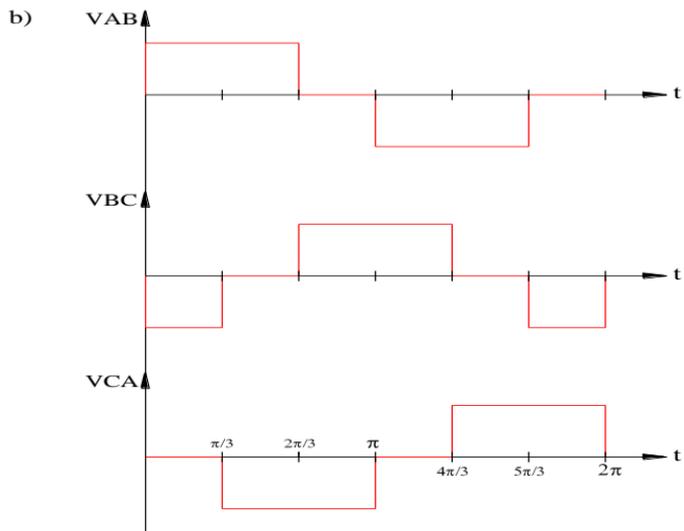
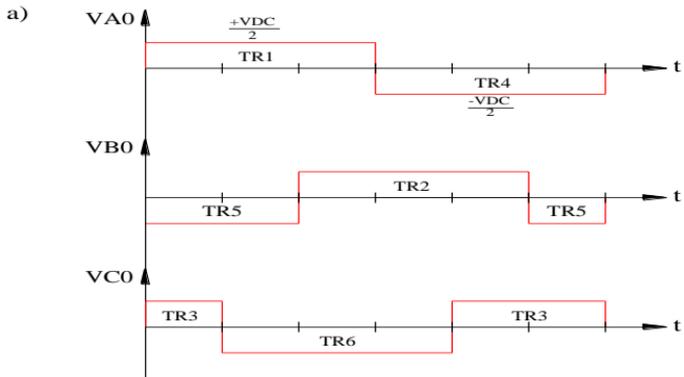
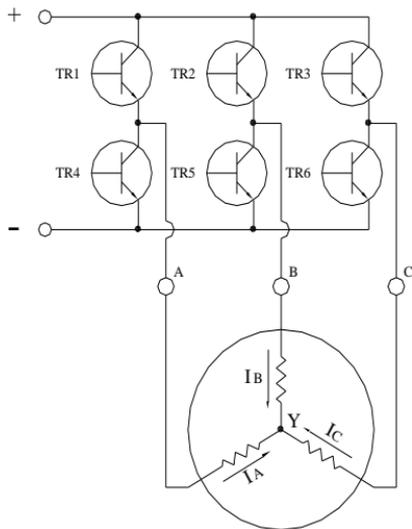


Fig. No. 3.12 a) Formas de onda del voltaje con relación al punto 0. b) Formas de onda de voltaje de salida del inductor.

Si se mide la diferencia de tensión entre dos fases cualquiera (V_{AB} en la Figura 3.12 literal b), el resultado es una onda de seis pulsos o pseudo sinusoidal. V_{BC} y V_{CA} son las mismas excepto que están desplazadas las fases 120 grados una de otra. Así, las salidas del puente inductor de tres fases es una forma de onda de tres fases.

Ahora considere la corriente del motor producidas por las formas de onda de tensión aplicadas al motor (refiérase a la Figura 3.13). El V_{AY} representa la tensión entre el Terminal A y el centro estrella del motor. V_{BY} , V_{CY} serán similares pero las fases están desplazadas 120 grados.



Intervalo	1	2	3	4	5	6	7	8
Out via	TR1	TR1	TR1	D4	TR2	TR2/3	TR3	TR3
In via	TR5	TR5/6	TR6	TR6	TR4	TR4	TR4	D1
Notas:				free-wheeling				free-wheeling

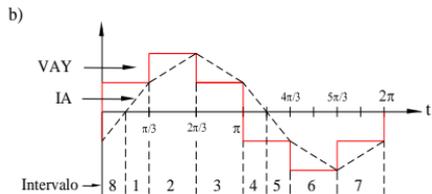
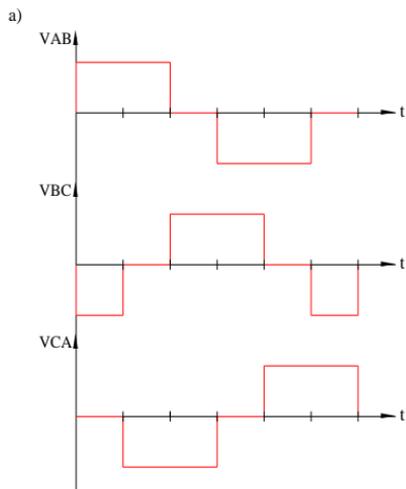


Fig. No. 3.13. a) Salida de Tensión del inversor, b) Tensión Fase-Centro Estrella, Corriente en la Fase A.

IA representa la corriente que fluye en la fase A del motor, la inductancia del motor suaviza la forma de onda de corriente haciéndola sinusoidal.

En la forma de onda de corriente, se dan referencias para indicar los dispositivos del puente inversor en conducción durante tal intervalo de tiempo. Note que en los intervalos donde la tensión de fase se revierte pero antes que la corriente caiga a cero, la corriente circula a través de un transistor y un diodo de rueda libre en otra rama del puente inversor. Esto ilustra el propósito del diodo de rueda libre – proveer un camino de circulación para la corriente de caída del bobinado y evitar el daño de los transistores debido a fuerza contraelectromotriz.

3.11.- Análisis de Fourier

La aplicación de la Serie de Fourier al análisis de las señales producidas por los convertidores consiste en la representación de la corriente y/o tensión cuya variación es periódica pero no sinusoidal, que puede escribirse como una serie infinita de términos sinusoidales de frecuencia armónicamente relacionados.

$$f(t) = A_0 + A_1 \cos \omega t + A_2 \cos 2\omega t + \dots + A_h \cos(h\omega t) + \dots + B_1 \sin \omega t + \dots$$

Donde:

A_0 : Valor medio de la función

A_1, A_2, \dots, A_h y B_1, B_2, \dots, B_h : Coeficientes de Fourier

$\omega = 2\pi * f = \frac{2\pi}{T}$: Frecuencia angular fundamental, en rad/seg.

f : Frecuencia fundamental, en Hz.

T : Periodo (En milisegundos).

h : Orden armónico.

El vector armónico correspondiente se puede asociar con un módulo C_h y un ángulo de fase ϕ_h de la siguiente manera:

$$C_h \angle \phi_h = A_h + jB_h$$

Donde la magnitud y el ángulo de fase vienen dados por:

$$C_h = \sqrt{(A_h)^2 + (B_h)^2}$$

$$\phi_h = \tan^{-1} \left(\frac{A_h}{B_h} \right)$$

El valor medio y los Coeficientes de Fourier se calculan mediante las siguientes expresiones:

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t).dt$$

$$A_h = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \cos(h\omega t) \cdot dt$$

$$B_h = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \text{sen}(h\omega t) \cdot dt$$

3.12.- Conversor

La configuración típica del conversor trifásico corresponde al puente de Graetz formado por dispositivos electrónicos de potencia, la mayoría usualmente diodos (Conversor no controlado), tiristores (Conversor Controlado) y una combinación de ambos dispositivos (Conversor Semicontrolado).

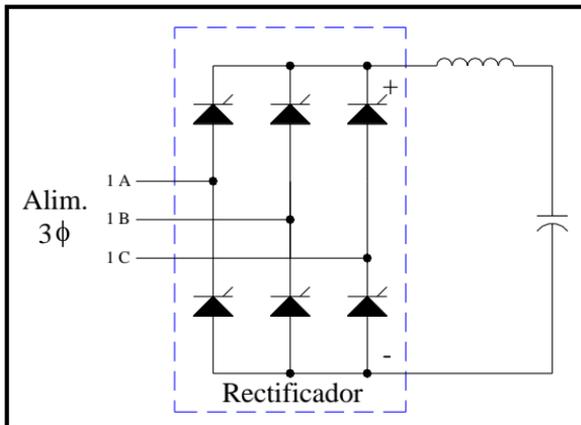


Fig. No. 3.14. Etapa rectificadora de seis pulsos.

3.12.1.- Conversor estático de energía a 6 pulsos controlado

3.12.1.1.- Descripción general

La etapa rectificadora del VSD usa 12 rectificadores controlados de silicio (SCR), para formar un puente controlado trifásico, se conectan cuatro dispositivos a cada una de las tres fases de entrada, dos por ramo de la misma fase (esta configuración nos permite manejar mayor corriente)⁽⁵⁾; lleva un diodo de conmutación (Free Wheeling Diode) para evitar voltajes negativos en la barra DC y que de esta manera el rectificador trabaje con un voltaje de salida de $V_o = 0 \leq V_o \cdot \alpha \leq +V_o$

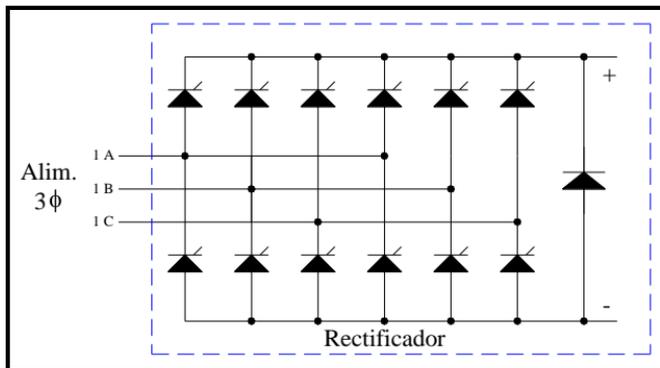


Fig. No. 3.15. Etapa Convertora – VSD

⁽⁵⁾ Transformadores, Convertidores”, Enciclopedia CEAC de Electricidad.

3.12.1.2.- Análisis general del proceso de conmutación.

3.12.1.2.1.- Condiciones Ideales.

Para el estudio del rectificador considerando condiciones ideales se supondrá lo siguiente:

- La red trifásica es un conjunto de tres fuentes de tensión perfectamente sinusoidales de amplitud y frecuencia balanceadas y con equilibrio perfecto de sus fases.
- Los tiristores se consideran con resistencia nula en la conducción y con resistencia infinita cuando no conducen; es decir un rectificador sin pérdidas.
- El disparo de los tiristores se considera simétrico para cada uno de ellos y sin fallas.
- El transformador de alimentación tiene la conexión Yy0.⁽⁵⁾
- Se considera la inductancia de la línea eléctrica de alimentación despreciable.

La figura 3.16 indica el rectificador trifásico tipo puente de onda completa, conectado a un transformador cuyo primario y secundario se encuentran en conexión Estrella cada uno, a este tipo de conexión se le conoce como Yy0.

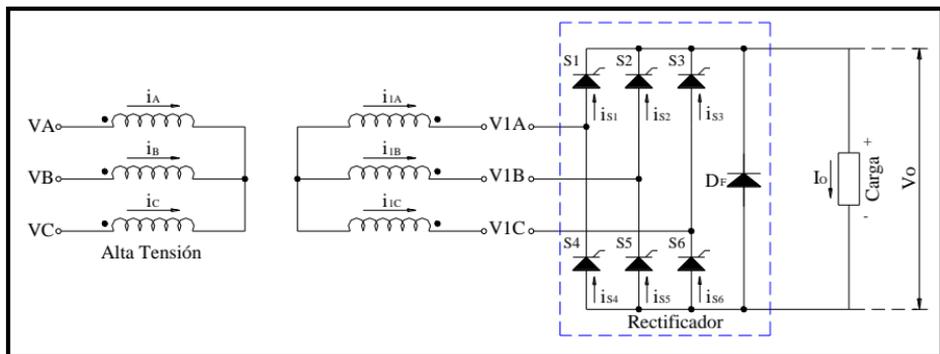


Fig. No. 3.16. Rectificador trifásico de onda completa alimentado por un transformador en conexión Yy0.

Debido a la conexión Yy0 que presenta el transformador, nos permite obtener la secuencia de fases de los voltajes tanto en el primario (Alta Tensión) como en el secundario de dicho transformador (Figura 3.17).

(5) "Transformadores, Convertidores", Enciclopedia CEAC de Electricidad.

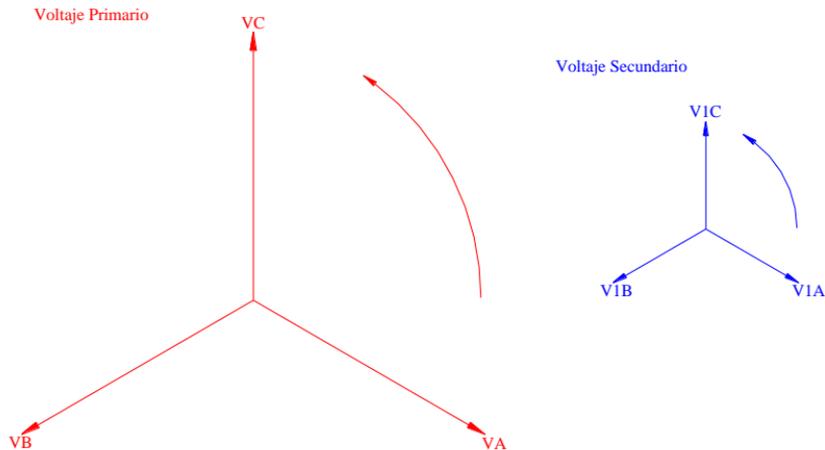


Fig. No. 3.17. Sentido de rotación de fases en el primario V_A , V_B , V_C , y, en el secundario V_{1A} , V_{1B} , V_{1C} de un transformador trifásico en conexión $Yy0$.

En el siguiente diagrama fasorial (Figura 3.18) se puede apreciar los voltajes compuestos presentes en el secundario del transformador: V_{1A1B} , V_{1A1C} , V_{1B1C} , V_{1B1A} , V_{1C1A} , V_{1C1B} , que son resultado de la suma vectorial de los voltajes V_{1A} , V_{1B} , V_{1C} y de sus voltajes negativos ($-V_{1A}$, $-V_{1B}$, $-V_{1C}$) del secundario del transformador como se indica en la tabla 3.1.

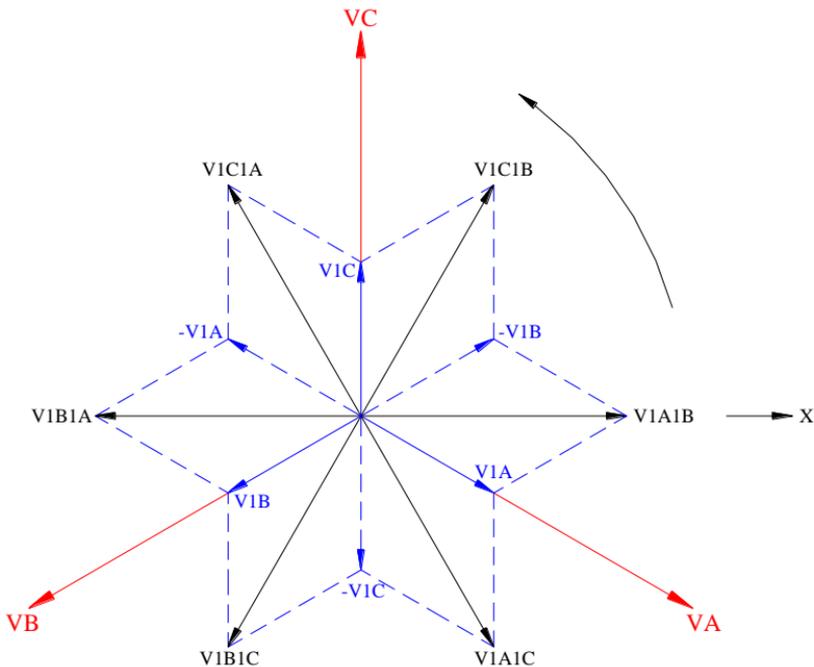


Fig. No. 3.18. Diagrama Fasorial para la conexión Yy0 (Dd11).

Tabla No. 3.1.- Secuencia de voltajes, resultado de la suma vectorial de los voltajes positivos y negativos de fase del secundario del transformador.

$-V1B + V1A$	$=$	$V1B1A$	$-V1B$ pasa primero por el eje de referencia $V1A$ es positivo
--------------	-----	---------	---

$V1A - V1C$	$=$	$V1A1C$	V1A pasa primero por el eje de referencia > positivo
$-V1C + V1B$	$=$	$V1C1B$	-V1C pasa primero por el eje de referencia V1B es positivo
$V1B - V1A$	$=$	$V1B1A$	V1B pasa primero por el eje de referencia > positivo
$-V1A + V1C$	$=$	$V1A1C$	-V1A pasa primero por el eje de referencia V1C es positivo
$V1C - V1B$	$=$	$V1C1B$	V1C pasa primero por el eje de referencia > positivo

En base al Diagrama Fasorial conocemos la secuencia de los voltajes de entrada al variador (Figura No. 3.19) y su respectivo desfase que en este caso es de 60° cumpliendo así con la relación expresada en la ecuación 3.1 que se cita más adelante.)

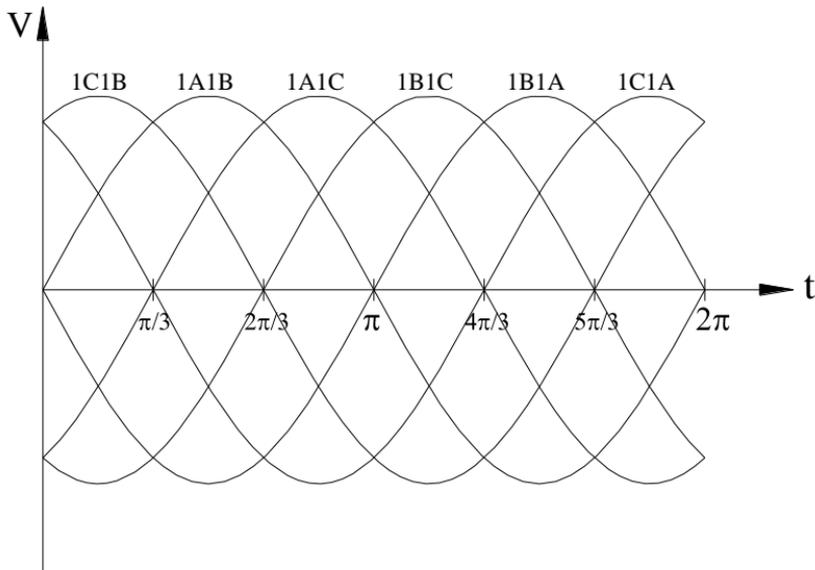


Fig. No. 3.19. Voltaje de entrada al Variador.

$$\lambda = \frac{2\pi}{p}$$

Donde:

λ = Grados de desfase para rectificador trifásico.

p = Número de pulsos del rectificador.

Para el conversor de seis pulsos:

$$\lambda = \frac{2\pi}{6} = \frac{\pi}{3} = 60^\circ$$

Analizado el voltaje de salida del secundario del transformador, nos centraremos a la conmutación del rectificador de la figura 3.16. Este rectificador usa seis dispositivos cuyo ángulo de cebado es 0° y su bloqueo será natural, debido a que, para producir en la salida del variador de frecuencia una tensión variable de amplitud y frecuencia, se necesita que a la entrada del inversor haya una tensión continua de amplitud constante.

A este rectificador se lo estudiará dividiéndolo en dos partes:

- Rectificador tipo P o SCR's Positivos.
- Rectificador tipo N o SCR's Negativos.

SCR's Positivos.

Es la parte del circuito compuesto por los tiristores S1, S2, S3, y que se comporta igual a un rectificador trifásico de media onda, los cátodos de estos dispositivos están conectados al positivo de la barra DC y conducen durante el semiciclo positivo de sus fases respectivas.

SCR's Negativo.

Está compuesto por los dispositivos S4, S5 y S6, y los ánodos se conectan al negativo de la barra DC y conducen durante el semiciclo negativo de sus fases respectivas.

En la figura 3.20 que se muestra a continuación podemos observar como la parte superior de la forma de onda es la de los SCR's Positivos, y la inferior corresponde a los SCR's Negativos. Así, el voltaje en la carga puede considerarse como la suma de los voltajes de dos rectificadores de media onda trifásicos.

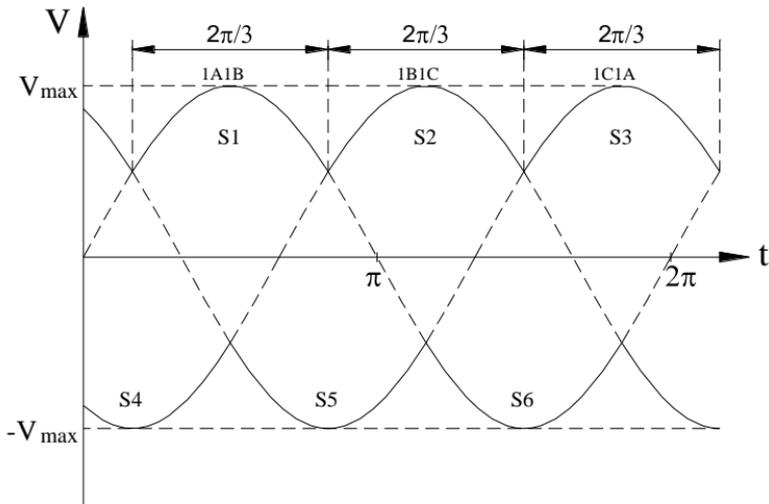


Fig. No. 3.20. Formas de onda de los SCR's Positivos y Negativos.

Con la unión del rectificador tipo P y rectificador tipo N conseguimos que durante todo el tiempo se conecte el más alto de los tres voltajes a uno de los terminales de la carga y al otro terminal de la carga se conecte el más bajo de dichos voltajes, esto significa que nosotros conseguimos dos pulsos en cada fase de entrada, en total tenemos un conversor de seis pulsos.

En la figura 3.21 puede apreciarse las tensiones y corrientes que aparecen en este rectificador, la tensión y la corriente son continuas debido a que la carga es un filtro LC (Barra DC). Para la tensión en la carga vemos seis pulsos con una duración de $\pi/3$, provocando en cada período una secuencia de conducción de los tiristores tal que:

S3S5; S1S5; S1S6; S2S6; S2S4; S3S4

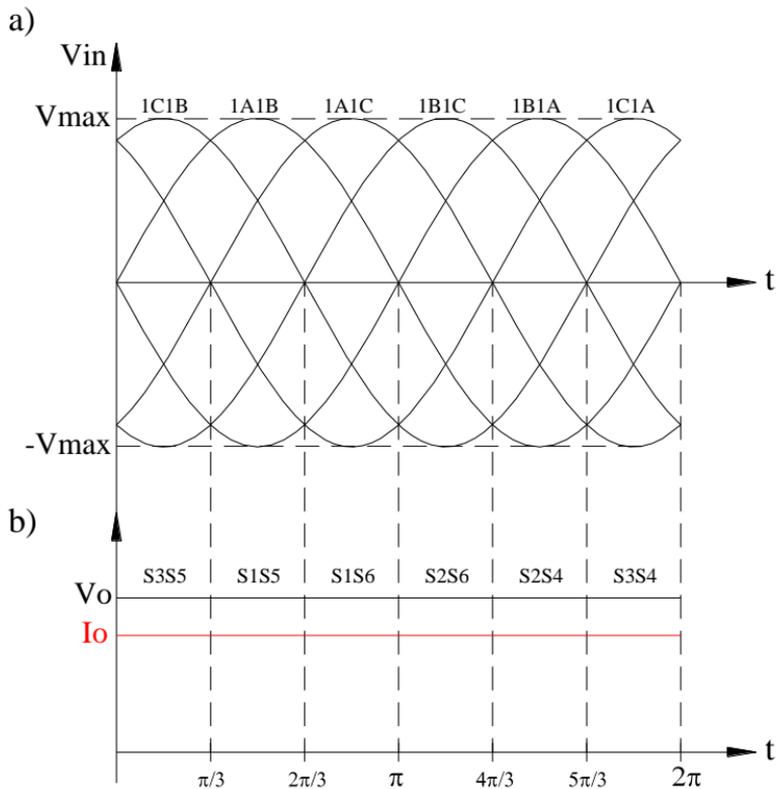


Fig. No. 3.21. a) Voltajes de entrada (V_{in}); b) Voltaje (V_O) y Corriente (I_O) de salida del rectificador.

Para el estudio de las formas de ondas de corrientes y voltajes que se indicarán en las posteriores figuras, debemos anotar algunas ecuaciones que nos servirán para comprender mejor dichas formas de ondas. ⁽⁶⁾

Voltaje máximo de línea.

$$V_{\max} = V_{1A1B} \cdot \sqrt{2}$$

Donde:

V_{\max} = Voltaje máximo.

V_{1A1B} = Voltaje eficaz.

⁽⁶⁾ Hart D, "Electrónica de Potencia", Pearson Educación, S. A., Prentice Hall, España, 2001.

Potencia media en la carga

$$P = V_O \cdot I_O$$

Donde:

P = Potencia media en la Carga.

V_O = Tensión media en la Carga.

I_o = Corriente media en la carga.

Tensión media en la carga.^(*)

$$V_o = \frac{p}{\pi} \cdot v_{\max} \cdot \text{sen} \frac{180^\circ}{p} \cdot \cos \alpha$$

Donde:

p = Número de pulsos del rectificador.

v_{\max} = Voltaje máximo.

$\cos \alpha$ = Angulo de disparo de los SCR's.

Corriente media en la carga^(*)

$$I_o = \frac{3 \cdot \cos \alpha \cdot S}{\pi \cdot V_o}$$

Donde:

I_o = Corriente media en la carga.

$\cos \alpha$ = Angulo de disparo de los SCR's.

S = Potencia aparente

V_o = Tensión media en la carga.

(¹) Refiérase al Anexo C.1.

(¹) Refiérase al Anexo D.1.

Corriente pico en los Tiristores

$$i_{S\max} = \frac{V_{\max}}{R}$$

Donde:

$i_{S\max}$ = Corriente pico en los SCR's.

V_{\max} = Voltaje máximo.

R = Impedancia de la barra DC.

Corriente media en los Tiristores

$$i_S = 0.3183 * i_{S\max} \text{ o}$$

Donde:

i_S = Corriente media en los Tiristores.

$i_{S\max}$ = Corriente pico en los SCR's.

$$i_s = \frac{I_o}{3}$$

Donde:

i_s = Corriente media en los Tiristores.

I_o = Corriente media en la carga.

Tensión inversa pico

$$V_{IP} = v_{IA1B} * \sqrt{2}$$

Donde:

V_{IP} = Voltaje inverso pico del SCR.

v_{IA1B} = Voltaje eficaz.

Mediante análisis de nodos de la figura 3.16 podemos obtener la siguiente ecuación:

$$I_o = i_{S1} + i_{S2} + i_{S3}; I_o = i_{S4} + i_{S5} + i_{S6}$$

Cumpliendo mediante este análisis con la ecuación 3.8.

Al conocer la corriente I_o y la secuencia de conducción de los SCR's, podemos obtener las corrientes de estos.

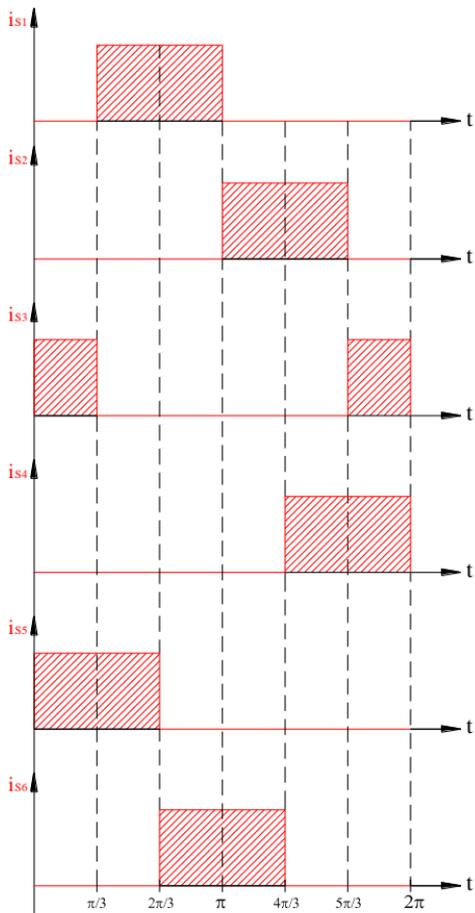


Fig. No. 3.22. Corrientes en los SCR's del puente rectificador de la figura 3.16.

Mediante análisis de nodos, podemos plantear las ecuaciones para conocer las corrientes de entrada al rectificador que se indican en las formas de onda en la figura 3.23.

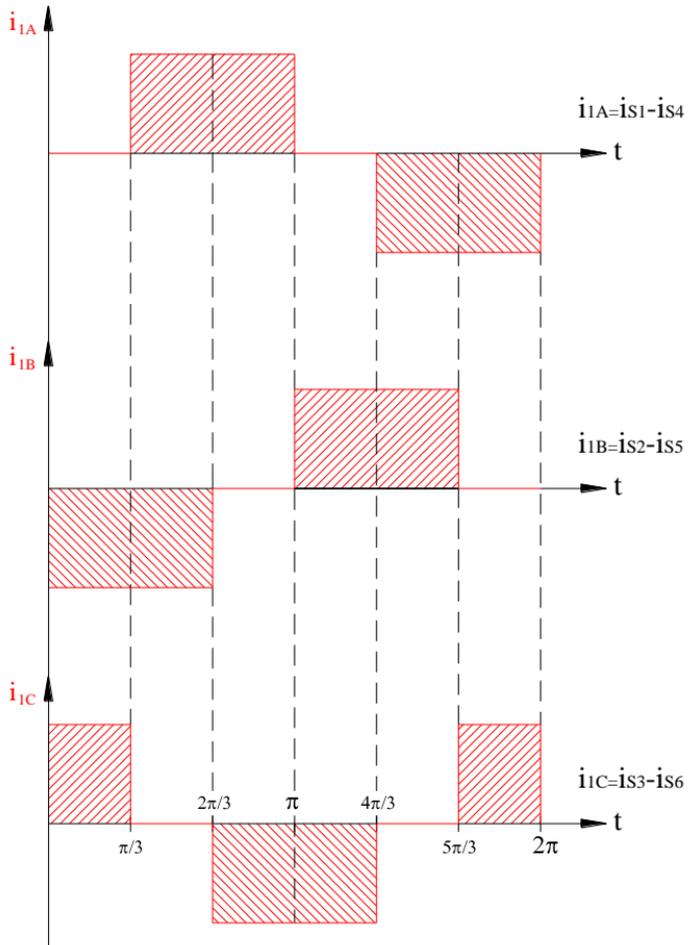


Fig. No. 3.23. Formas de onda de las corrientes de entrada al rectificador.

Mediante la relación de transformación de un transformador en conexión Estrella-Estrella (ecuación 3.10), podemos conocer las corrientes en el primario.

$$r_t = \frac{V_{Lp}}{V_{Ls}} = \frac{i_{Ls}}{i_{Lp}}$$

Donde:

r_t = Relación de transformación.

V_{Lp} = Voltaje de línea en el primario del transformador.

V_{Ls} = Voltaje de línea en el secundario del transformador.

i_{Ls} = Corriente en el secundario del transformador.

i_{Lp} = Corriente en el primario del transformador.

Cuando se aplica un variador de frecuencia en un Sistema de Bombeo electrosumergible^(*), se conocerá el voltaje primario y el voltaje secundario del transformador reductor o desfasador, por lo tanto, utilizando la ecuación 3.10 se conocerá la relación de transformación:

$$r_t = \frac{V_1}{V_2}$$

Donde:

V_1 = Voltaje de línea en el lado de alta tensión.

v_2 = Voltaje de línea en el secundario; cuando se trabaja a 60 Hz el voltaje será 480 VAC a la entrada del VSD.

Mediante la relación de transformación, se conocerán las corrientes de línea en el lado primario del transformador reductor indicas en la figura 3.24.

^(*) Refiérase al Anexo A.

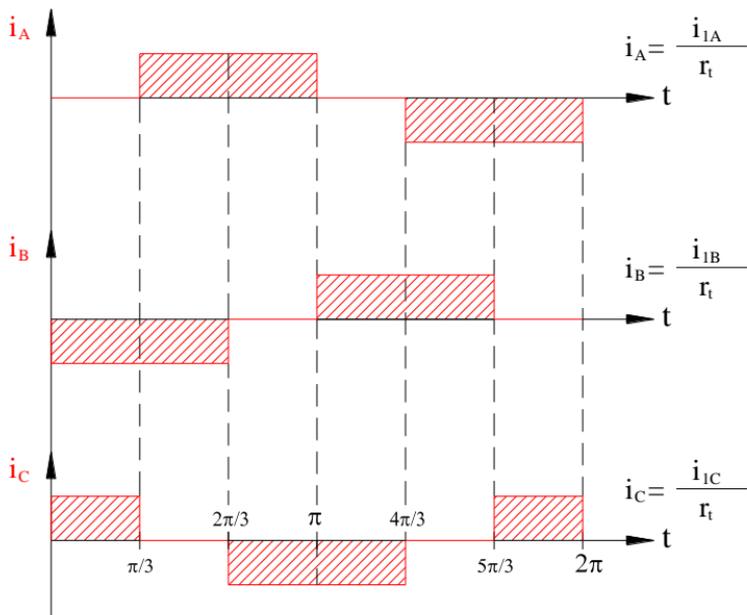


Fig. No. 3.24. Formas de onda de la corriente en el primario del transformador producidas por el convertidor de 6 pulsos.

Para las diferentes conexiones de transformadores, el estudio de voltajes y corrientes se indican en el ANEXO B.

3.12.1.2.1.1.- Análisis Matemático mediante Series de Fourier.

Desarrollando las series de Fourier indicadas en el apartado 3.5 para la corriente de entrada del Variador de frecuencia en conexión Yy0 del apartado 3.6.1.2.1., tenemos:

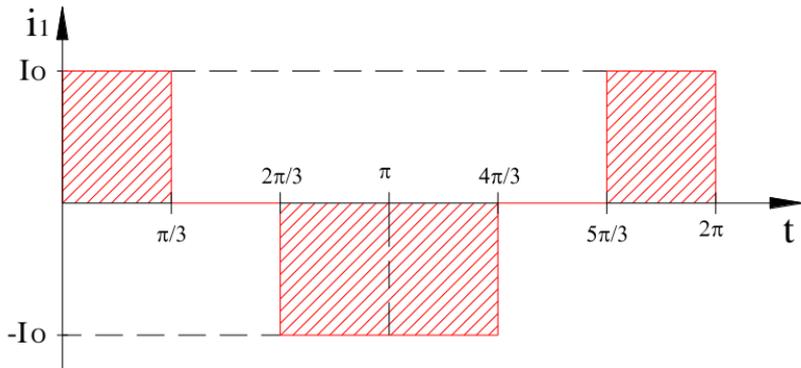


Fig. No. 3.25. Corriente de Entrada al VSD de 6 Pulsos.

Valor Medio:

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt$$

$$A_0 = \frac{1}{2\pi} \left\{ \int_0^{\pi/3} I_o dt + \int_{2\pi/3}^{4\pi/3} -I_o dt + \int_{5\pi/3}^{2\pi} I_o dt \right\}$$

$$A_0 = \frac{I_o}{2\pi} \left[t \Big|_0^{\pi/3} - t \Big|_{2\pi/3}^{4\pi/3} + t \Big|_{5\pi/3}^{2\pi} \right]$$

$$A_0 = \frac{I_o}{2\pi} \left\{ \frac{\pi}{3} - 0 - \frac{4\pi}{3} + \frac{2\pi}{3} + 2\pi - \frac{5\pi}{3} \right\}$$

$$A_0 = 0.$$

Coeficientes de las series de Fourier:

Coeficiente A_h :

$$A_h = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \cos(h\omega t) dt$$

$$A_h = \frac{2}{2\pi} \left\{ \int_0^{\frac{\pi}{3}} I_0 \cdot \cos(h\omega t) d\omega t + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{4\pi}{3}} -I_0 \cdot \cos(h\omega t) d\omega t + \int_{\frac{5\pi}{3}}^{2\pi} I_0 \cdot \cos(h\omega t) d\omega t \right\}$$

$$A_h = \frac{I_0}{\pi} \left\{ \frac{\sin(h\omega t)}{h} \Big|_0^{\frac{\pi}{3}} - \frac{\sin(h\omega t)}{h} \Big|_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{4\pi}{3}} + \frac{\sin(h\omega t)}{h} \Big|_{\frac{5\pi}{3}}^{2\pi} \right\}$$

$$A_h = \frac{I_0}{\pi \cdot h} \left\{ \sin\left(h \cdot \frac{\pi}{3}\right) - \sin(0) - \sin\left(h \cdot \frac{4\pi}{3}\right) + \sin\left(h \cdot \frac{2\pi}{3}\right) + \sin(0) \right\}$$

$$A_h = \frac{I_0}{\pi \cdot h} \left\{ \sin\left(h \cdot \frac{\pi}{3}\right) - \sin\left(h \cdot \frac{4\pi}{3}\right) + \sin\left(h \cdot \frac{2\pi}{3}\right) - \sin\left(h \cdot \frac{5\pi}{3}\right) \right\}$$

Coeficiente B_h :

$$B_h = \frac{2}{T} \int_b^f f(t) \cdot \text{sen}(h\omega t) \cdot dt$$

$$B_h = \frac{2}{2\pi} \left\{ \int_0^{\frac{\pi}{3}} I_o \cdot \text{sen}(h\omega t) \cdot d\omega t + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{4\pi}{3}} -I_o \cdot \text{sen}(h\omega t) \cdot d\omega t + \int_{\frac{5\pi}{3}}^{2\pi} I_o \cdot \text{sen}(h\omega t) \cdot d\omega t \right\}$$

$$B_h = \frac{I_o}{\pi} \left\{ -\frac{\cos(h\omega t)}{h} \Big|_0^{\frac{\pi}{3}} + \frac{\cos(h\omega t)}{h} \Big|_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{4\pi}{3}} - \frac{\cos(h\omega t)}{h} \Big|_{\frac{5\pi}{3}}^{2\pi} \right\}$$

$$B_h = \frac{I_o}{\pi \cdot h} \left\{ -\cos\left(h \cdot \frac{\pi}{3}\right) + \cos(0) + \cos\left(h \cdot \frac{4\pi}{3}\right) - \cos\left(h \cdot \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(h \cdot \frac{5\pi}{3}\right) + \cos(2\pi) \right\}$$

$$B_h = \frac{I_o}{\pi \cdot h} \left\{ -\cos\left(h \cdot \frac{\pi}{3}\right) + \cos\left(h \cdot \frac{4\pi}{3}\right) - \cos\left(h \cdot \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(h \cdot \frac{5\pi}{3}\right) \right\}$$

Para $h = 1$ se tiene.

Para A_h :

$$A_1 = \frac{Io}{\pi \cdot 1} \left\{ \text{sen} \left(1 \cdot \frac{\pi}{3} \right) - \text{sen} \left(1 \cdot \frac{4\pi}{3} \right) + \text{sen} \left(1 \cdot \frac{2\pi}{3} \right) - \text{sen} \left(1 \cdot \frac{5\pi}{3} \right) \right\}$$

$$A_1 = \frac{Io}{\pi} \left\{ \text{sen} \left(\frac{\pi}{3} \right) - \text{sen} \left(\frac{4\pi}{3} \right) + \text{sen} \left(\frac{2\pi}{3} \right) - \text{sen} \left(\frac{5\pi}{3} \right) \right\}$$

$$A_1 = \frac{Io}{\pi} \left\{ \frac{\sqrt{3}}{2} - \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \right) + \frac{\sqrt{3}}{2} - \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right\}$$

$$A_1 = \frac{Io}{\pi} \left\{ \frac{4\sqrt{3}}{2} \right\}$$

$$A_1 = \frac{2 \cdot \sqrt{3}}{\pi} * Io$$

Para B_h :

$$B_1 = \frac{Io}{\pi \cdot 1} \left\{ -\cos \left(1 \cdot \frac{\pi}{3} \right) + \cos \left(1 \cdot \frac{4\pi}{3} \right) - \cos \left(1 \cdot \frac{2\pi}{3} \right) + \cos \left(1 \cdot \frac{5\pi}{3} \right) \right\}$$

$$B_1 = \frac{I_o}{\pi} \left\{ -\cos\left(\frac{\pi}{3}\right) + \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) - \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(\frac{5\pi}{3}\right) \right\}$$

$$B_1 = \frac{I_o}{\pi} \left\{ -\frac{1}{2} - \frac{1}{2} + \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \right\}$$

$$B_1 = \frac{I_o}{\pi} \mathfrak{A}$$

$$B_1 = 0$$

Evaluando los restantes coeficientes se obtiene la **Ecuación No. 3.11**:

$$i_{1A}(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} * I_o \left\{ \cos(\omega t) - \frac{1}{5} \cos(5\omega t) + \frac{1}{7} \cos(7\omega t) - \frac{1}{11} \cos(11\omega t) + \frac{1}{13} \cos(13\omega t) \right\}$$

Mediante el análisis de Series de Fourier hecho se concluye que esta señal tiene valor medio cero y además, cumple con la condición $f(t) = f(-t)$, por lo que se trata de una señal par, cumpliendo con la ecuación 1.18 que indica los armónicos característicos que producen los variadores de 6 pulsos al sistema eléctrico de potencia. En general las armónicas características teóricas presentes en un convertidor de 6 pulsos son:

Convertidor de seis pulsos: 1, 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, 29, 31, 35, 37, etc.

Si el rectificador fuera alimentado por un transformador en conexión delta-estrella (Anexo A), la serie de Fourier para esta corriente será:

$$i_{1A}(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} * I_o \left\{ \cos(\omega t) + \frac{1}{5} \cos(5\omega t) - \frac{1}{7} \cos(7\omega t) - \frac{1}{11} \cos(11\omega t) + \frac{1}{13} \cos(13\omega t) - \dots \right\}$$

Que sólo difiere de la ecuación 3.11 para la conexión Yy0 del transformador en la secuencia de rotación de las armónicas de orden $(6k \pm 1)$ para los valores impares de k , es decir la 5ª, 7ª, 17ª, 19ª, etc., siendo el orden de las amplitudes inyectadas el mismo.

Las amplitudes de las corrientes armónicas generadas por el convertidor decrecen con su número de orden h y bajo condiciones ideales podemos aceptar que:

$$I_h = \frac{I_1}{h}$$

Donde:

I_h = Es la amplitud de la h-ésima armónica.

I_1 = Es la amplitud de la componente fundamental.

A continuación se presentan los índices armónicos “teóricos” producidos por los Convertidores de seis pulsos producto de las Series de Fourier, obtenidos también mediante la ecuación 3.12.

Tabla No. 3.2.- Armónicas de corriente inyectadas por un rectificador de 6 pulsos

Armónicas	1	5	7	11	13	17	19	23
% de la Fundamental	100	20	14.28	9.09	7.69	5.88	5.26	4.34

3.12.1.2.1.2.-

Señales del convertidor utilizando el Software MATLAB

Para la representación de las formas de onda de corriente producidas por los VSD's en base a su voltaje de alimentación (V_{1A1B}), y potencia, se ha desarrollado una programación bajo el software Matlab.

El beneficio principal que se obtendrá al trabajar con ésta programación es que se puede conocer los valores matemáticos y las formas de onda aproximadas tanto de las corrientes de entrada como del voltaje de salida a diferentes frecuencias de funcionamiento del variador con sus correspondientes espectros de frecuencia para variadores de 6 y de 12 pulsos.

Parámetros para la programación.

Ésta programación fue desarrollada en base a las ecuaciones indicadas en el apartado 3.6.1.2. (Ecuaciones 3.4 a 3.10) y la serie de Fourier que representa a la corriente producida por los convertidores de 6 pulsos, que en conjunto se indican nuevamente:

Tensión media en la carga:

Corriente media en la carga:

$$I_o = \frac{3 \cdot \cos \alpha \cdot S}{\pi \cdot V_o}$$

Serie de Fourier para corriente producida por un convertidor no controlado de 6 pulsos:

$$i_{LA}(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} * I_o \left\{ \cos(\omega t) - \frac{1}{5} \cos(5\omega t) + \frac{1}{7} \cos(7\omega t) - \frac{1}{11} \cos(11\omega t) + \frac{1}{13} \cos(13\omega t) - \frac{1}{17} \cos(17\omega t) + \dots \right\}$$

Para obtener el *Angulo de disparo de los Tiristores* en la parte convertidora del VSD, se partió de la relación entre el *Voltaje de salida* obtenido en base a la *Frecuencia Seteada* o de salida la cual representa una pendiente expresada por: $y = 0,125x$.

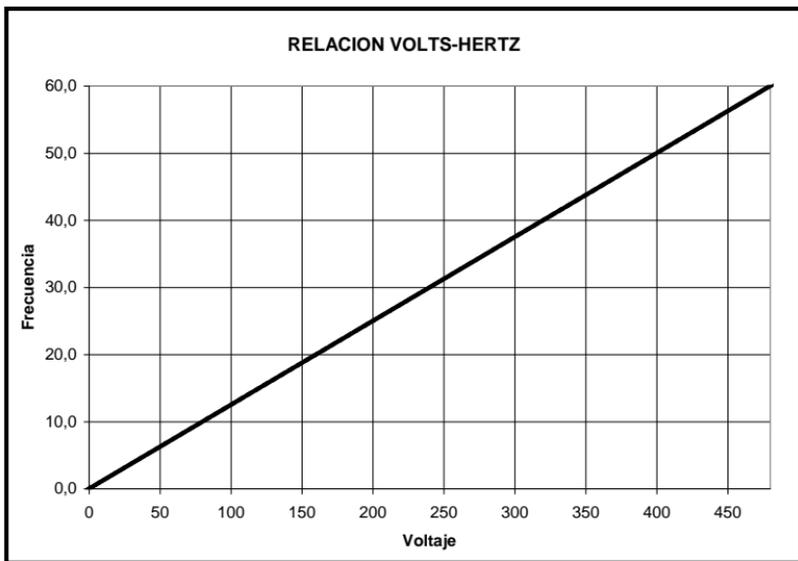


Fig. No. 3.26. Relación Volts-Hertz

De la ecuación 3.4 se despeja alfa (α) que es el ángulo de disparo de los SCR's:

$$\alpha = \cos^{-1} \left[\frac{\pi \cdot V_o}{3\sqrt{2} \cdot v_{rms}} \right]$$

Obteniendo de esta manera el ángulo de disparo de los SCR's a diferentes frecuencias, a continuación se citan los valores más relevantes para diferentes frecuencias de salida:

Tabla 3.3.- Angulo de disparo de los SCR's para diferentes frecuencias de salida.

Voltaje RMS de Entrada	Frecuencia de salida del VSD	Voltaje de salida (V_o)	α SCR
480	0.0	0	90
480	10.0	80	82.9109
480	20.0	160	75.7102
480	30.0	240	68.2696
480	40.0	320	60.4190
480	50.0	400	51.8977
480	60.0	480	42.2276
480	68.75	550*	31.9547
* V clamp (Voltaje Límite de salida del variador)			

Conocido el ángulo de disparo de los SCR's a diferentes frecuencias de funcionamiento (desde 0.0 hasta 68.75 Hz) se obtiene la gráfica que representa dicho ángulo alfa. (*)

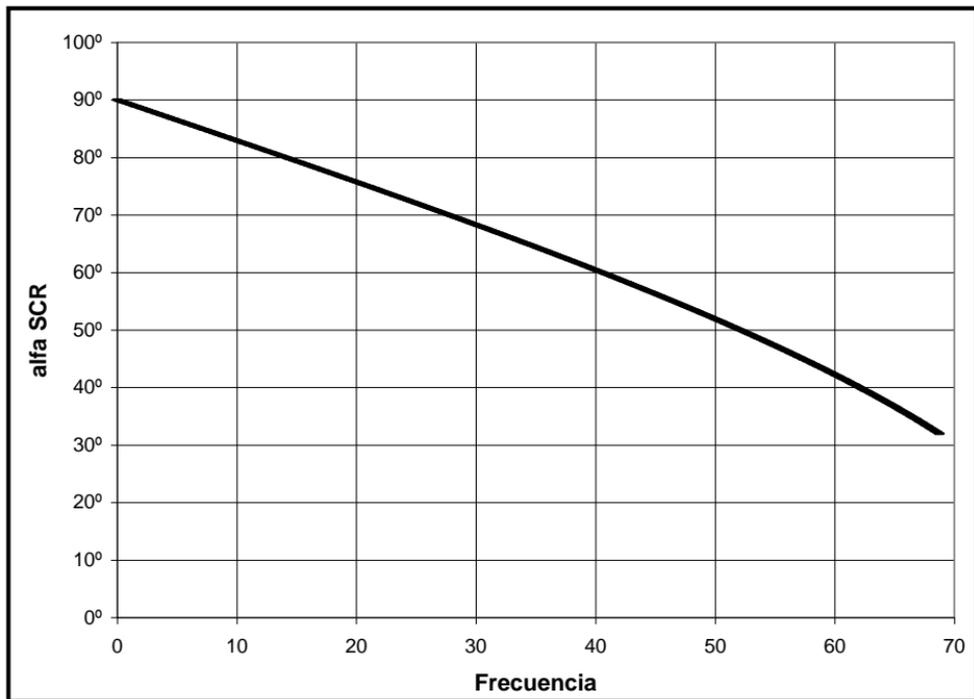


Fig. No. 3.27. Gráfica de la Frecuencia en base al ángulo de disparo de los SCR's.

La Línea de tendencia obtenida que representa al ángulo de disparo de los SCR's es una función Polinomial de sexto orden que se escribe a continuación:

$$\alpha = (-3E-10)(\text{frecuencia})^6 + (4E-08)(\text{frecuencia})^5 - (3E-06)(\text{frecuencia})^4$$

$$+ (6E-05)(\text{frecuencia})^3 - (0,0011)(\text{frecuencia})^2 - (0,7007)(\text{frecuencia}) + 89,992$$

De esta manera conocemos que a mayor frecuencia de funcionamiento, el ángulo de disparo de los SCR's será menor permitiendo obtener una forma de onda de voltaje rectificado más sinusoidal.

Al ocurrir lo contrario, es decir: a menor frecuencia de funcionamiento, mayor es el ángulo de disparo de los SCR's lo que se traduce en una forma de onda de voltaje rectificado con mayor distorsión armónica que afectará a la corriente en la carga y por la impedancia interna del VSD a la corriente en el PCC.⁽¹⁾

⁽¹⁾ Refiérase al Anexo E.1.

⁽¹⁾ Refiérase al Anexo F.

A continuación se indican las formas de onda obtenidas para la conexión Estrella en el lado primario y secundario del transformador de alimentación (Figura No. 3.28) y, las formas de onda para la conexión Triángulo en el primario y Estrella en el secundario del transformador de alimentación (Figura 3.29.)

Fig. No. 3.28. Variador con conexión del transformador de alimentación en Yy11.

Parámetros de programación.

Datos y cálculos obtenidos en la pantalla Command Window:

Datos:

Ingrese el voltaje de Línea del Primario:

$$v_{LLp} = 2400$$

Ingrese el voltaje de Línea del Secundario:

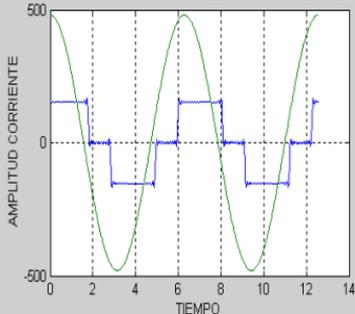
$$v_{LLs} = 480$$

Figure No. 1

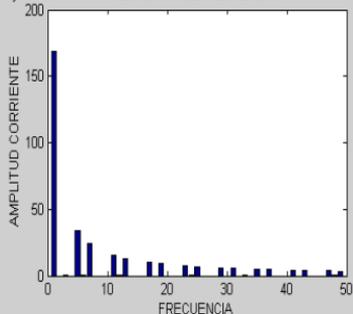
File Edit View Insert Tools Window Help



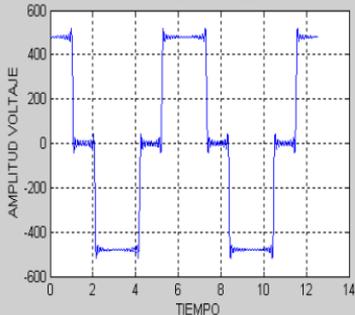
CORRIENTE DE ENTRADA PRODUCIDA POR EL VSD DE 6 PULSOS EN CONEXION Yy0



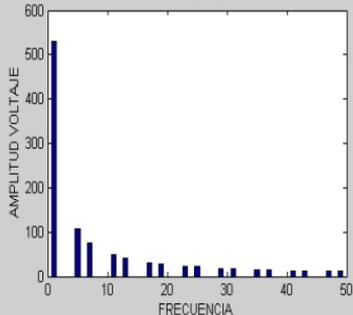
ESPECTRO DE FRECUENCIA



VOLTAJE DE SALIDA DEL VSD



ESPECTRO DE FRECUENCIA



Ingrese los KVA's del VSD:

$$KVA = 519$$

Ingrese la Frecuencia de Funcionamiento del VSD:

$$\text{frecuencia} = 60$$

Cálculos:

$$KVA1 = 1000$$

$$r_t = 5$$

$$V_o = 479.59$$

$$I_o = 764.56$$

$$i_{in} = 624.26$$

$$DPF = 0.7065$$

$$i_{inp} = 124.85$$

$$i_{rmsp} = 124.85$$

$$I_{rmsp} = 124.53$$

$$i_{THDrms} = 28.674$$

$$i_{THDf} = 30.015$$

$$V_{out} = 481.76$$

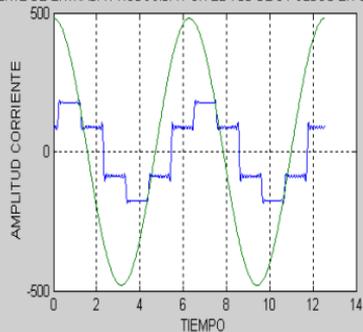
Conexión Dy11

Figure No. 1

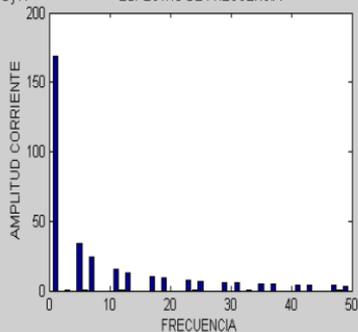
File Edit View Insert Tools Window Help



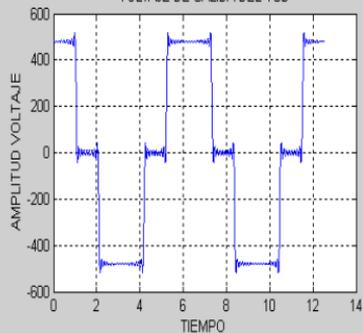
CORRIENTE DE ENTRADA PRODUCIDA POR EL VSD DE 6 PULSOS EN CONEXION Dy11



ESPECTRO DE FRECUENCIA



VOLTAJE DE SALIDA DEL VSD



ESPECTRO DE FRECUENCIA

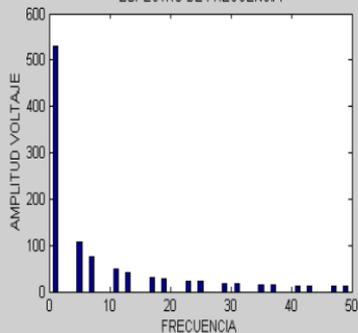


Fig. No. 3.29. Variador con conexión del transformador de alimentación en Dy11.

Parámetros de programación.

Datos y cálculos obtenidos en la pantalla Command Window:

Datos:

Ingrese el voltaje de Línea del Primario:

$$vLLp = 2400$$

Ingrese el voltaje de Línea del Secundario: 480

$$vLLs = 480$$

Ingrese los KVA's del VSD:

$$KVA = 519$$

Ingrese la Frecuencia de Funcionamiento del VSD:

$$\text{frecuencia} = 60$$

Cálculos:

$$KVA1 = 519$$

$$rt = 5$$

$$V_o = 479.59$$

$$I_o = 764.56$$

$$i_{in} = 624.26$$

$$DPF = 0.7065$$

$$i_{inp} = 124.85$$

$$i_{rmsp} = 124.85$$

$$I_{rmsp} = 124.53$$

$$i_{THDrms} = 28.674$$

$$i_{THDf} = 30.015$$

$$V_{out} = 481.76$$

3.12.1.2.2.- Efectos de la inductancia de la Fuente (L_S) en la conmutación de corriente

En el párrafo 3.6.1.2.1., no se considero que la línea eléctrica y, en este caso el transformador introduzcan una cierta inductancia que aparece en serie con la fuente de tensión conectada a la entrada del rectificador. Por ello (en condiciones ideales) se considero que las transiciones en la intensidad de línea eran instantáneas; pero en realidad, puesto que $L_S \neq 0$, la intensidad de línea varía. En este apartado analizaremos el efecto que esta inductancia va a introducir en el rectificador trifásico utilizado en la etapa convertora del variador de frecuencia.

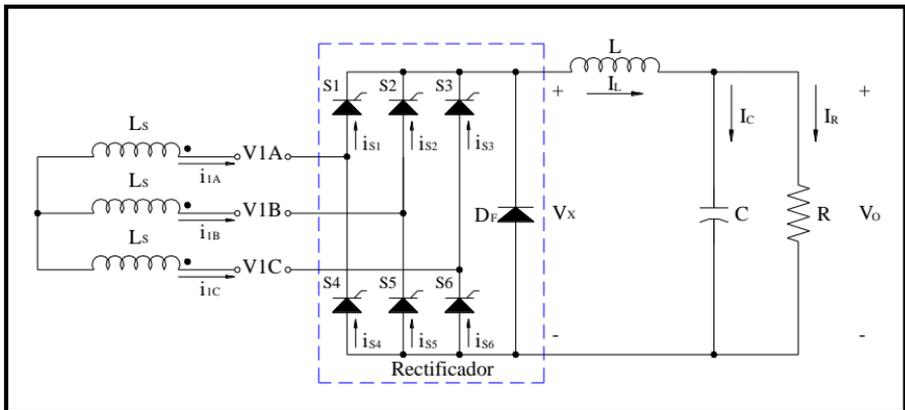


Fig. No. 3.30. Rectificador trifásico en puente completo con $V_o = \text{cte}$ y $L_s \neq 0$.

Debido a esta inductancia la corriente no conmutará de forma instantánea, sino que necesitará de un intervalo llamado de conmutación y representado por μ

Si consideramos la conmutación, por ejemplo, de S_3 a S_1 , cuando previamente estaban en conducción S_3 y S_5 , nos encontramos con que cuando disparamos el tiristor S_1 la corriente en éste no puede crecer instantáneamente desde 0 a I_o , existiendo un intervalo de conmutación durante el cual conducirán simultáneamente S_3 y S_1 . Esto se indica en la figura 3.31.

Para realizar el estudio de este proceso de conmutación fijaremos el origen del tiempo $\omega t = 0$ que es en el instante de conmutación natural de S_1 ; considerando el comienzo de la conmutación de corriente de S_3 a S_1 en: $\omega t = \alpha$, como se ve en la figura 3.31.

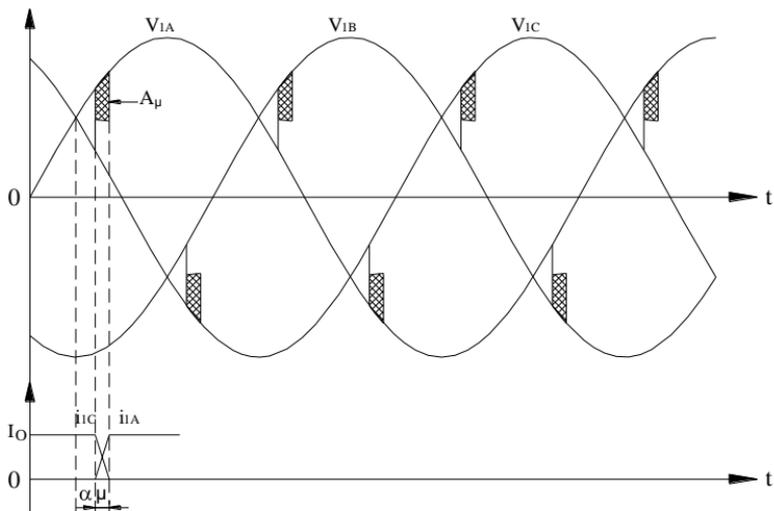
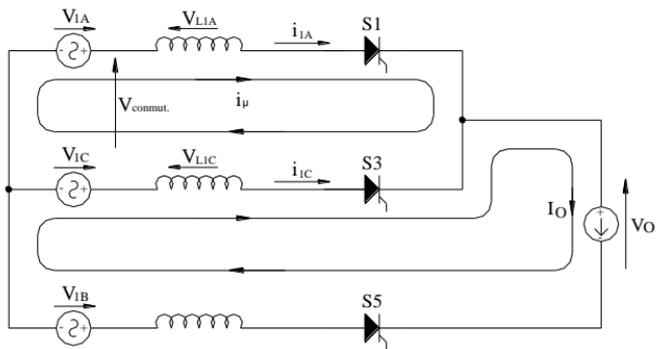


Fig. No. 3.31. Efectos de la $L_S \neq 0$ en la conducción de corriente

Observando la figura 3.31 es fácil deducir que:

$$v_{comm} = v_{1A} - v_{1C}$$

$$i_{1A} = i_{\mu}$$

(Ec. 3.14)

$$i_{1C} = I_O - i_{\mu}$$

Donde:

v_{comm} = Voltaje de conmutación.

v_{1A} = Voltaje de la línea de la fase A.

v_{1C} = Voltaje de la línea de la fase C.

i_{1A} = Corriente en la fase A.

i_{μ} = Corriente de conmutación.

i_{1C} = Corriente en la fase C.

I_O = Corriente media de salida del rectificador.

La corriente de conmutación, i_{μ} , variará desde 0, en $\omega t = \alpha$ a $\omega t = \alpha + \mu$ en una amplitud I_0 , por lo tanto, las tensiones en las inductancias de fuente durante el intervalo de conmutación vendrán dadas por:

$$\left. \begin{aligned} v_{L1A} &= L_S \cdot \frac{di_{1A}}{dt} = L_S \cdot \frac{di_{\mu}}{dt} \\ v_{L1C} &= L_S \cdot \frac{di_{1C}}{dt} = -L_S \cdot \frac{di_{\mu}}{dt} \end{aligned} \right\}$$

Donde:

v_{L1A} = Voltaje de la línea durante el intervalo de conmutación.

L_S = Inductancia de línea.

i_{1A} = Corriente en la fase A.

i_{1C} = Corriente en la fase C.

Por lo que se podrá escribir:

$$v_{conm} = v_{1A} - v_{1C} = v_{L1A} - v_{L1C} = 2 \cdot L_S \cdot \frac{di_{\mu}}{dt} \quad (\text{Ec. 3.16})$$

$$L_S \cdot \frac{di_\mu}{dt} = \frac{v_{1A} - v_{1C}}{2} \quad (\text{Ec. 3.17})$$

Integrando en la expresión anterior:

$$\omega \cdot L_S \cdot \int_0^{I_o} di_\mu = \int_\alpha^{\alpha+\mu} \frac{v_{1A} - v_{1C}}{2} \cdot d(\omega t) \quad (\text{Ec. 3.18})$$

Y como:

$$v_{1A} - v_{1C} = \sqrt{2} \cdot v_{rms} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (\text{Ec. 3.19})$$

Se obtiene:

$$\omega \cdot L_S \cdot I_o = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot v_{rms} \cdot [\cos(\alpha) - \cos(\alpha + \mu)] \quad (\text{Ec. 3.20})$$

De donde podemos despejar:

$$\cos(\alpha + \mu) = \cos(\alpha) - \frac{2 \cdot \omega \cdot L_S}{\sqrt{2} \cdot v_{rms}} \cdot I_o \quad (\text{Ec. 3.21})$$

Expresión que nos va a permitir calcular la duración del intervalo de conmutación.

Así mismo, en la figura 3.31 se observa que A_{μ} será:

$$A_{\mu} = \int_{\alpha}^{\alpha+\mu} L_S \cdot \underbrace{\frac{di_u}{dt}}_{v_{La}} \cdot d(\omega t) = \int_{\alpha}^{\alpha+\mu} \frac{v_{1A} - v_{1C}}{2} \cdot d(\omega t) = \quad (\text{Ec. 3.2})$$

Donde:

A_{μ} = Área de conmutación.

Que es independiente de α . Además, como esta pérdida de área se produce cada $\pi/3$, tendremos que V_O queda:

$$V_O = V_X - \frac{A_{\mu}}{\pi/3} = \frac{3 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot v_{rms} \cdot \cos(\alpha) - \frac{3 \cdot \omega \cdot L_S \cdot I_c}{\pi} \quad (\text{Ec. 3.23})$$

Modos de conducción del circuito

Debido al voltaje proveniente de la etapa de rectificación del variador que depende directamente del ángulo de disparo de los SCR'S que esta en función de la frecuencia de salida del variador, el variador puede operar en los modos de conducción continua o discontinua⁽⁶⁾.

Cuando la corriente es permanente, la intensidad que atraviesa la bobina (en la barra DC) siempre es positiva, como se muestra en la Figura 3.32a. Cuando la corriente es discontinua, la intensidad que atraviesa la bobina se hará nula en cada ciclo, como se muestra en la Figura 3.32b.

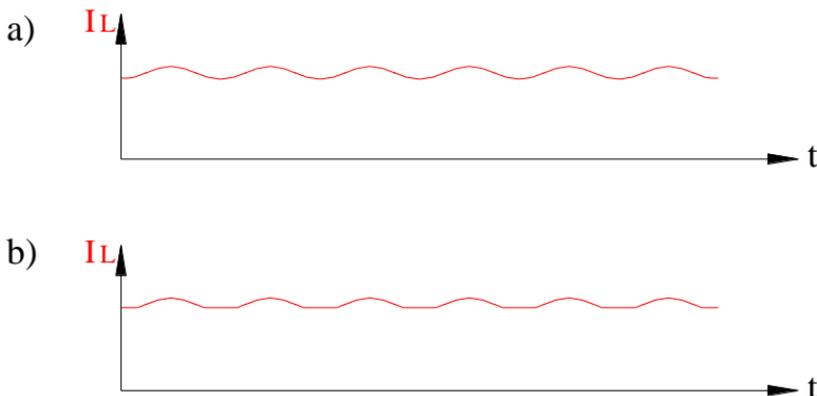


Fig. No. 3.32. a) Corriente continua en la bobina de la barra DC; b) Corriente discontinua en la bobina de la barra DC.

Corriente continua para la salida con filtro L-C.

Cuando la corriente es continua, la tensión V_x de la Figura 3.30 es una onda sinusoidal rectificad con presencia de rizado, cuyo valor medio es:

$V_X = \frac{p}{\pi} \cdot v_{\max} \cdot \text{sen} \frac{180^\circ}{p} \cdot \text{COS} \alpha$. Como la tensión media en la bobina en régimen permanente es nula, la tensión de salida media cuando pasa una corriente permanente por la bobina es:

$$V_O = \frac{p}{\pi} \cdot v_{\max} \cdot \text{sen} \frac{180^\circ}{p} \cdot \text{COS} \alpha$$

⁽⁶⁾ Hart D, "Electrónica de Potencia", Pearson Educación, S. A., Prentice Hall, España, 2001.

Para facilidad del análisis de corriente, se repite el análisis de la tensión de salida de una manera más conveniente pero manteniendo sus características:

$V_O(\omega t) = v_{\max L-l} \cdot \text{sen}(\omega t)$ con periodo $\pi/3$ (Ecuación 3.1 para rectificador de 6 pulsos) para determinar los coeficientes de la serie de Fourier.

Los coeficientes de los términos seno son nulos por simetría, por lo que podemos expresar la serie de Fourier para la tensión de salida de la siguiente manera:

$$v_o = V_O + \sum_{h=6,12,18,\dots}^{\infty} v_n \text{COS}(h\omega_o t + \pi)$$

El valor medio o de continua de la tensión de salida es:

$$V_O = \frac{3 \cdot v_{m\acute{a}x}}{\pi}$$

Y,

$$V_h = \frac{3 \cdot v_{m\acute{a}x}}{\pi} \left(\frac{1}{h-1} - \frac{1}{h+1} \right)$$

La corriente media en la bobina debe ser igual a la corriente media en la resistencia, ya que la corriente media en el condensador es cero:

$$I_L = I_R = \frac{V_O}{R} = \frac{3 \cdot v_{m\acute{a}x}}{\pi R}$$

Se puede estimar la variación de corriente en la bobina a partir del primer término de alterna en la serie de Fourier⁽⁶⁾. El primer término de tensión alterna (Ecuación 3.26), con $h = 6$. Suponiendo que el condensador es un cortocircuito en alterna, existirá una tensión armónica v_6 en la bobina. La amplitud de la corriente que atraviesa la bobina para $h = 6$ es:

⁽⁶⁾ Hart D, "Electrónica de Potencia", Pearson Educación, S. A., Prentice Hall, España, 2001.

$$I_6 = \frac{V_6}{Z_6} \approx \frac{V_6}{6\omega L} = \frac{6 \cdot v_{m\acute{a}x}}{35\pi} = \frac{v_{m\acute{a}x}}{35\pi\omega L}$$

Para que la corriente sea siempre positiva, la amplitud del término de alterna (Ecuación 3.26) deberá ser menor que la del término de continua (Ecuación 3.25).

$$I_6 < I_L$$

$$\frac{v_{m\acute{a}x}}{35\pi\omega L} < \frac{3 \cdot v_{m\acute{a}x}}{\pi R}$$

$$L > \frac{R}{105\omega}$$

O;

$$\frac{105\omega L}{R} > 1$$

Si, $\frac{105\omega L}{R} > 1$ la corriente es permanente y la tensión de salida es:

$$V_o = \frac{3 \cdot v_{m\acute{a}x}}{\pi}.$$

Entonces:

En la aplicación de un rectificador que opere en el modo de conducción continua se presentarán las siguientes formas de onda de corrientes (Figura 3.33.)

a) I. Rectificada



b) I. SCR's



c) I. Input

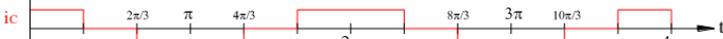


Fig. No. 3.33. Corrientes del rectificador cuando opera en Modo de conducción continua. a) Corriente rectificada; b) Corriente en los SCR's; c) Corriente en las líneas de entrada.

Corriente discontinua para la salida con filtro L-C.

Cuando la corriente en la bobina es discontinua, la corriente se hace nula en cada periodo de su forma de onda (Figura 3.32b.)

La corriente se vuelve hacer positiva cuando la tensión de salida del puente alcanza el nivel de tensión del condensador, es decir, cuando: $\omega t = \alpha$, utilizamos la Ecuación No. 3.13 para conocer el ángulo de disparo necesario, que se la cita como la 3.28:

$$\alpha = \cos^{-1} \left(\frac{V_o \cdot \pi}{3 \cdot v_{m\acute{a}x}} \right)$$

Cuando la corriente es positiva, la tensión en la bobina L_s es:

$$v_L = v_{m\acute{a}x} \cdot \text{sen}(\omega t) - V_o$$

Donde habrá que determinar la tensión de salida V_o ,

La corriente en la bobina se presenta de la siguiente manera:

$$I_L(\omega L) = \frac{1}{\omega L} \int_{\alpha}^{\omega t} [v_{m\acute{a}x} \cdot \text{sen}(\omega t) - V_o] d(\omega t)$$

$$= \frac{1}{\omega l} \left[\cos \alpha - \cos(\omega t) - V_o (\omega t - \alpha) \right]_{\text{máx}}$$

Para $\alpha \leq \omega t \leq \beta$, $\beta \leq \pi$,

Que es válida hasta que la corriente se hace nula, en: $\omega t = \beta$.

Síntesis del modo de conducción discontinua.

Para simplificar nuestro análisis supondremos que la I_L fluye de forma discontinua, a partir de esta hipótesis podremos dibujar el circuito equivalente indicado en la figura 3.34.

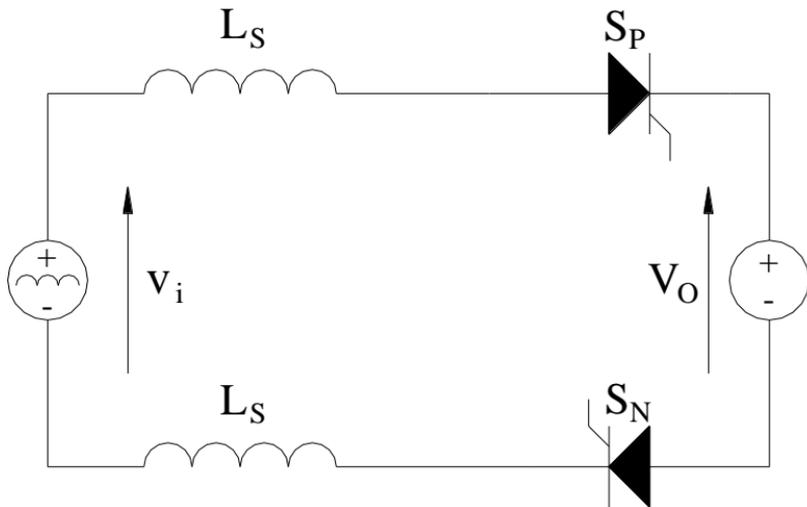


Fig. No. 3.34. Circuito equivalente.

En este circuito equivalente S_P corresponde a uno de los SCR's positivos S_1 , S_2 , S_3 , y S_N a uno de los SCR's Negativos S_4 , S_5 , S_6 , siendo v_i la forma de onda de voltaje de entrada al rectificador y V_O el voltaje de salida del rectificador, indicados en la figura 3.35.

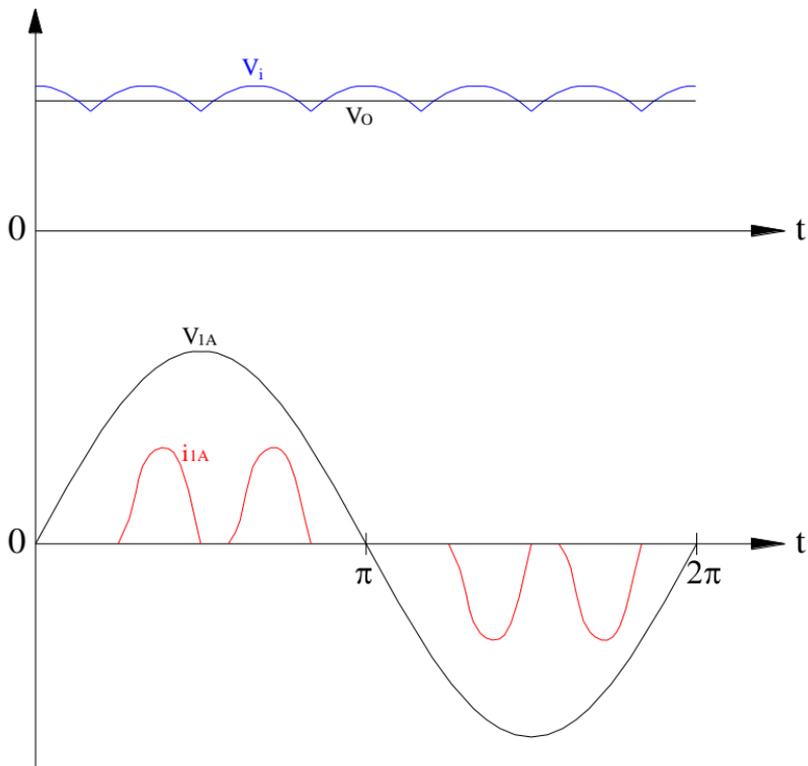


Fig. No. 3.35. Formas de onda de v_i, v_{1A}, i_{1A} .

En base a los dos análisis realizados, la continuidad o discontinuidad de la corriente en la barra DC depende del voltaje proveniente de la etapa rectificadora, es decir del ángulo de cebado de los tiristores. La tensión de salida para modo de conducción discontinua es mayor que para modo de conducción continua. Si no hay carga, el condensador se cargará hasta el valor pico de la señal procedente del generador, por lo que la salida máxima será

$$V_{m\acute{a}x}.$$

A partir del valor normalizado^{(7)(c)}: I_L / I_{CC} , podemos obtener los valores de V_O / V_{dO} , CF, THD_i, DPF y PF, de una manera generalizada, mediante las gráficas mostradas en las figuras 3.36 y 3.37.

⁽⁷⁾ Benavent J. "Electrónica de Potencia, Teoría Y Aplicaciones", Universidad Politécnica de Valencia, Alfaomega, México.

^(c) Siempre que se pueda asumir que la tensión de carga es constante.

Se define:

$$I_{CC} = \frac{V_{LL} / \sqrt{3}}{\omega \cdot L_s}$$

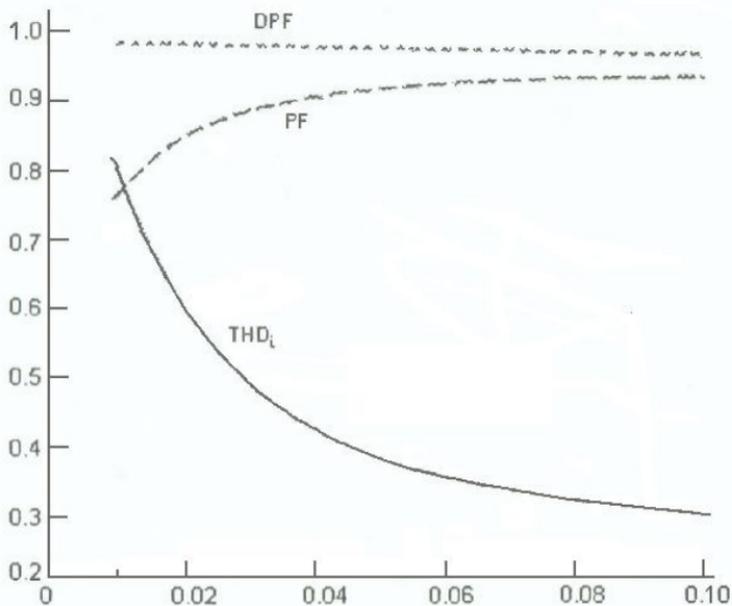


Fig. No. 3.36. DPF, THDi y PF función de $I_d / I_{CORTOCIRCUITO}$

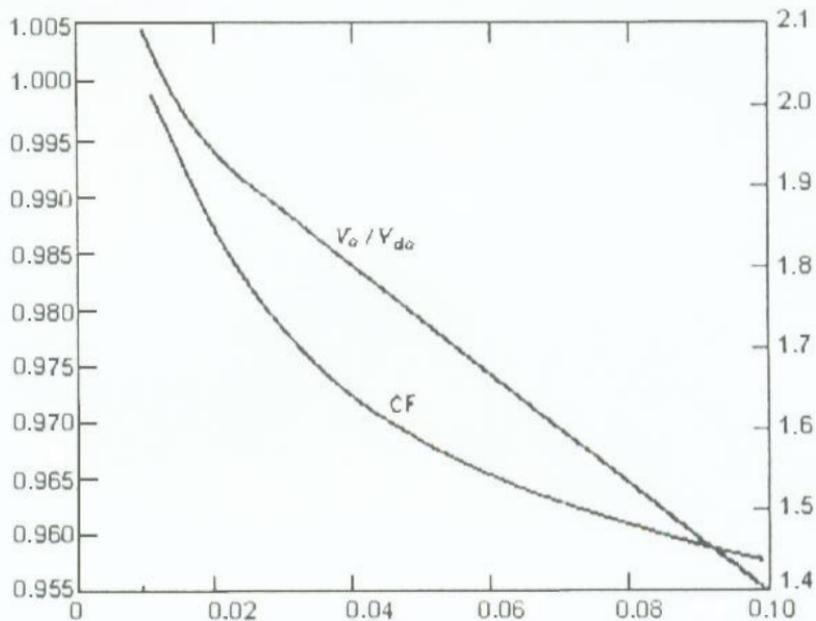


Fig. No. 3.37. $V_o / V_{d\alpha}$ y CF función de $I_d / I_{CORTOCIRCUITO}$

3.12.2.- Convertor estático de energía a 12 pulsos controlado.

3.12.2.1.- Descripción general

El sistema de 12 pulsos se utiliza para amplificar ya sea voltaje o corriente en la carga y esto se hace conectando los rectificadores de 6 pulsos en serie o en

paralelo respectivamente. La corriente que el rectificador absorbe de la red es la misma, independiente de la configuración utilizada, por lo que una consecuencia inmediata en el uso de un rectificador de 12 pulsos desde el punto de vista armónico es el menor nivel de distorsión que éste causa en el Punto de Acoplamiento Común (PCC.)

El VSD de 12 pulsos consiste en la conexión de dos rectificadores de 6 pulsos alimentados mediante un transformador con dos secundarios (transformador desfasador) o a través de dos transformadores. En ambos casos, la conexión de la alimentación de los rectificadores debe ser: uno en “estrella” y el otro en “delta”, refiriéndose a los secundarios del transformador. Esto produce un desfase de 30° eléctricos entre los respectivos voltajes de alimentación de los rectificadores, consiguiendo de esta manera un voltaje en la salida del rectificador (Barra DC) con menor nivel de fluctuación (rizado), además de una corriente de línea en el primario del transformador de alimentación con una característica bastante más sinusoidal (con menor distorsión de corriente) con respecto al convertidor de 6 pulsos.

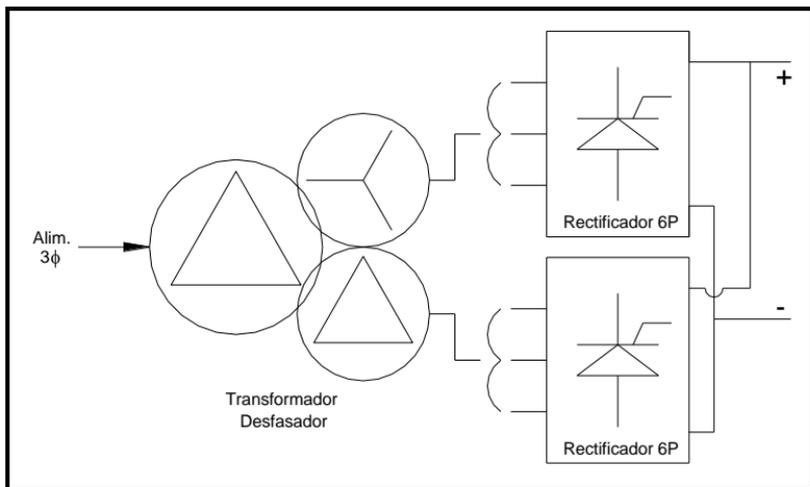


Fig. No. 3.38. Sistema Conversor de 12 Pulsos con conexión en paralelo.

Transformador desfasador.

Permite desfasar una señal sinusoidal generando una salida de igual frecuencia que la original pero desfasada cierto ángulo comprendido entre 0 y 90 grados eléctricos.

Este transformador se conecta a la fuente de suministro trifásica (Lado Primario) y, a través de la combinación vectorial de estas tres fases desarrolla el número de fases de salida requeridas.

Este desfase entre sus secundarios da como resultado que los voltajes y corrientes de salida de ambos secundarios tengan un desfase de 30 grados eléctricos para el caso de un convertidor de 12 pulsos, cumpliendo así con la ecuación 3.1 que se desarrolla a continuación para un convertidor de 12 pulsos

$$\lambda = \frac{2\pi}{p}$$
$$\lambda = \frac{2\pi}{12} = \frac{\pi}{6} = 30^\circ$$

3.12.2.2.- *Análisis del proceso de conmutación convertidor de 12 pulsos.*

3.12.2.2.1.- *Condiciones Ideales.*

Para el estudio del rectificador de 12 pulsos se supondrá lo siguiente:

- La red de alimentación trifásica es un conjunto de tres fuentes de tensión perfectamente sinusoidales, de amplitud y frecuencia balanceadas, y con equilibrio perfecto de sus fases.
- Los tiristores (SCR) se consideran con resistencia nula en la conducción y con resistencia infinita cuando no están conduciendo; es decir un rectificador sin pérdidas.
- El disparo de los tiristores se considera simétrico para cada uno de ellos y sin fallas.
- La carga es un filtro constituido por una inductancia y un condensador.

En la figura 3.39 se indica el esquema básico de un convertidor de 12 pulsos con configuración en paralelo que es utilizada para amplificar la corriente en la carga y, la conexión del transformador desfasador Dy11/d0

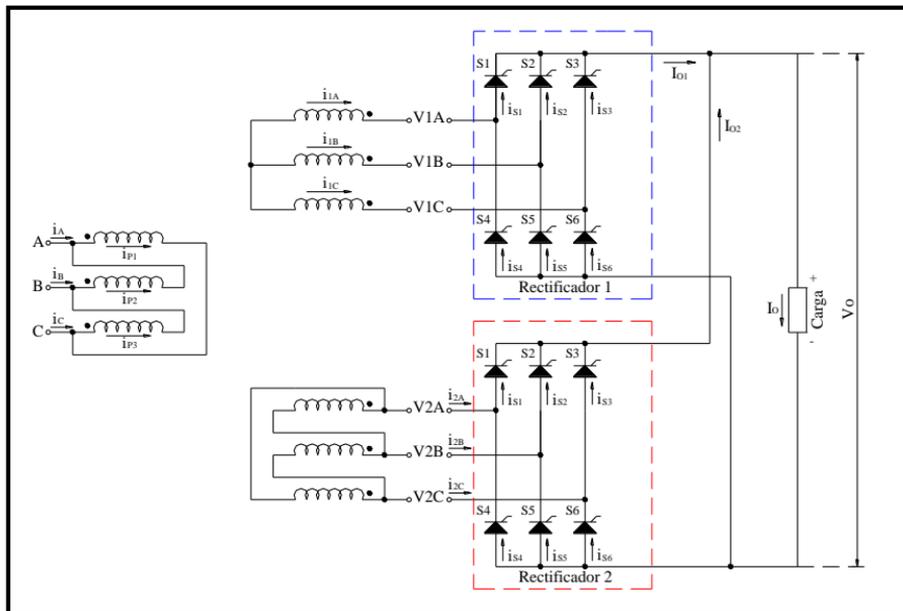


Fig. No. 3.39. Esquema Básico de un VSD de 12 Pulsos.

El análisis de un convertidor de 12 pulsos se basa en todo lo obtenido para el convertidor de 6 pulsos. Los conceptos referentes a la conducción de los

tiristores, a la corriente y al voltaje de carga en función del ángulo de disparo y del ángulo de conmutación son igualmente válidos en el convertidor de 12 pulsos.

Primero iniciaremos con el análisis de los voltajes debidos a las conexiones existentes tanto en el primario, como en los secundarios del transformador desfasador.

Como se puede observar en la figura 3.40, la cual presenta los voltajes y sus secuencias que son resultado del tipo de conexión tanto en el primario (conexión D) como en los secundarios del transformador desfasador (conexión y11 y d0 respectivamente) de la figura 3.39.

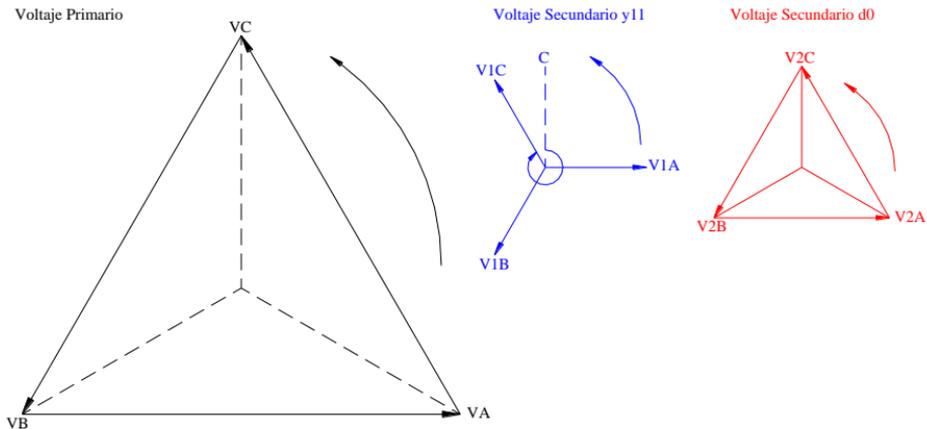


Fig. No. 3.40. Sentido de rotación de los voltajes: en el primario V_A , V_B , V_C ; en el primer secundario V_{1A} , V_{1B} , V_{1C} ; y en el segundo secundario V_{2A} , V_{2B} , V_{2C}

Tomando como referencia los voltajes primario y secundarios de cada devanado de la figura 3.40, podemos obtener la secuencia del diagrama fasorial de voltajes.

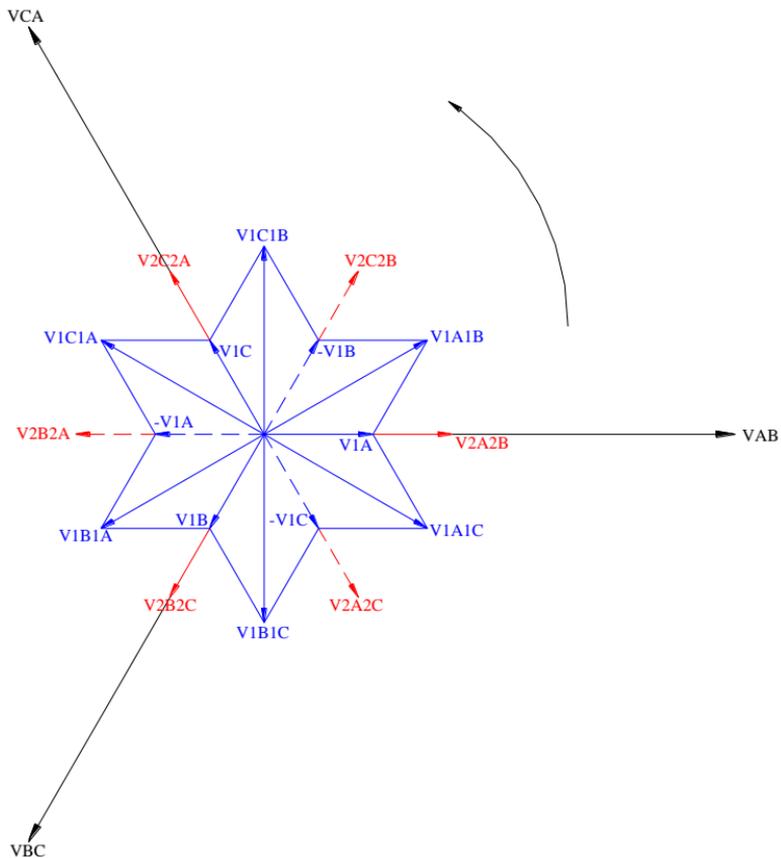


Fig. No. 3.41. Diagrama fasorial, conversor de 12 Pulsos.

Mediante la secuencia de los voltajes de entrada de los rectificadores, se conoce los voltajes y corrientes de salida de cada rectificador, obteniendo de esta manera los voltajes V_{01} y V_{02} y las corrientes I_{01} e I_{02} . Estas formas de ondas de voltaje y corriente se indican en la figura 3.42.

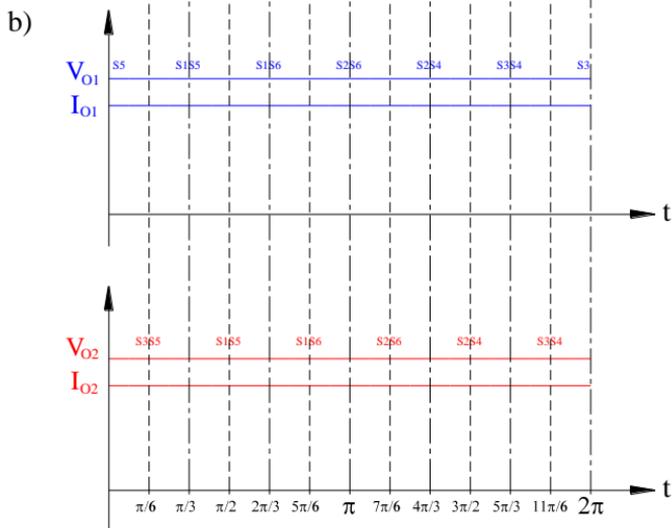
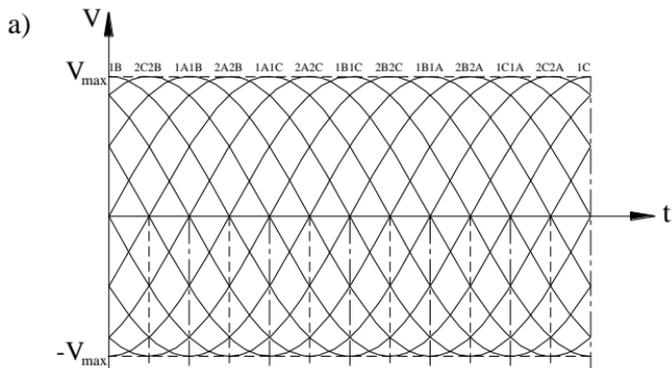


Fig. No. 3.42. a) Secuencia de entrada de voltajes en los rectificadores 1 y 2, b) Voltajes y corrientes de Salida de los rectificadores de 6 pulsos

En la Figura 3.42 b), se observa el voltaje V_{O1} y la corriente I_{O1} , que son el resultado de la conducción de los tiristores del rectificador 1:

...S5; S1S5; S1S6; S2S6; S2S4; S3S4; S3...

Para el caso del voltaje V_{O2} y de la corriente I_{O2} , los tiristores del rectificador 2 serán:

S3S5; S1S5; S1S6; S2S6; S2S4; S3S4

El voltaje total (V_O) y la corriente total (I_O) de salida del convertor de doce pulsos son resultado de los voltajes y corrientes de salida de los rectificadores de seis pulsos conectados en paralelo que se indica en la figura 3.43. El voltaje de salida tendrá menos rizado que el de 6 pulsos debido a que actúan los dos voltajes de salida (V_{O1} y V_{O2}); mientras que la magnitud de la corriente será como se indica en la ecuación 3.32.

Voltaje de salida del convertor de 12 pulsos.

$$V_O = \frac{p}{\pi} \cdot v_{\max} \cdot \text{sen} \frac{180^\circ}{p}$$

$$V_o = \frac{12}{\pi} \cdot v_{\max} \cdot \text{sen}(15^\circ)$$

Corriente de salida del convertor de 12 pulsos.

$$I_o = I_{o1} + I_{o2}$$

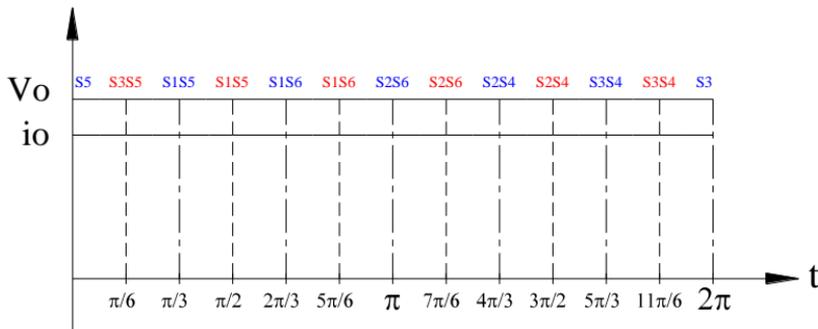


Fig. No. 3.43. Voltaje y corriente de salida del rectificador de 12 pulsos.

Al conocer la corriente de salida de cada convertor de 6 pulsos y la secuencia de conducción de los SCR's de los rectificadores, podemos conocer las corrientes de estos tiristores:

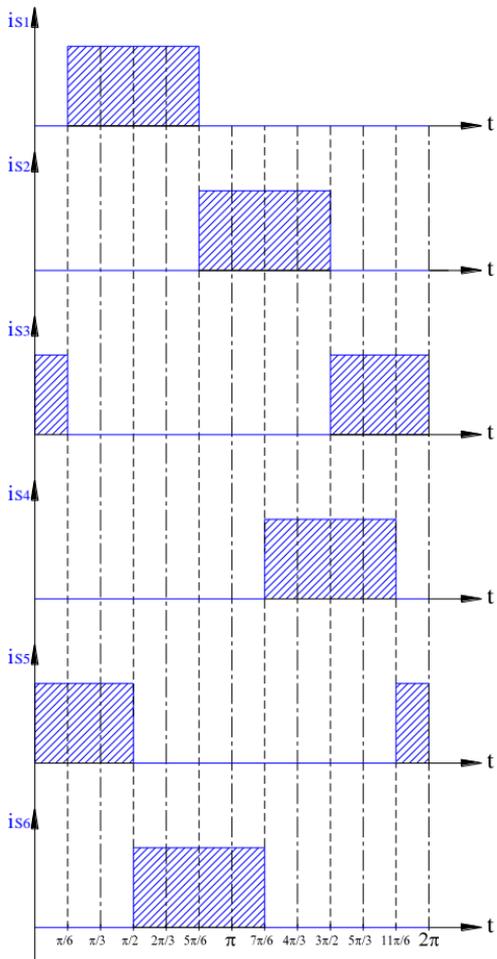


Fig. No. 3.44. Corrientes en los SCR's del rectificador 1.

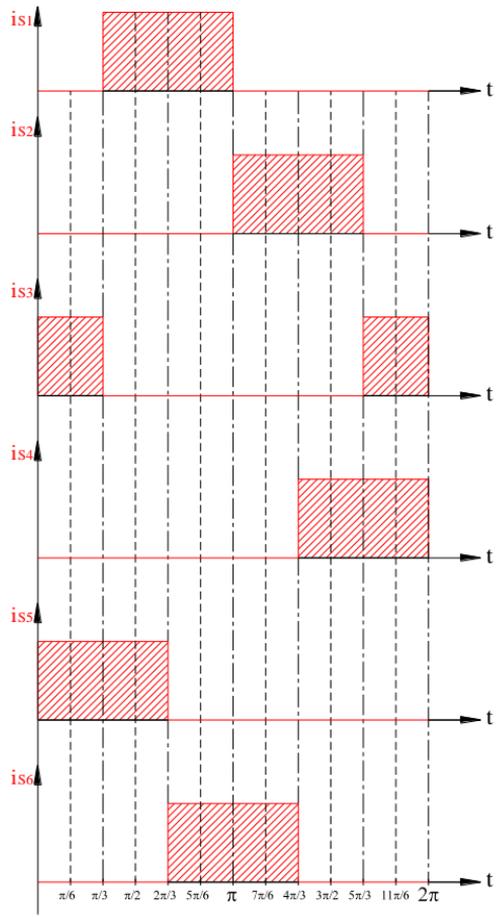


Fig. No. 3.45. Corrientes en los SCR's del rectificador 2.

Mediante el análisis de nodos, planteamos las ecuaciones de corrientes de entrada del rectificador 1:

$$i_{1A} = i_{S1} - i_{S4}$$

$$i_{1B} = i_{S2} - i_{S5}$$

$$i_{1C} = i_{S3} - i_{S6}$$

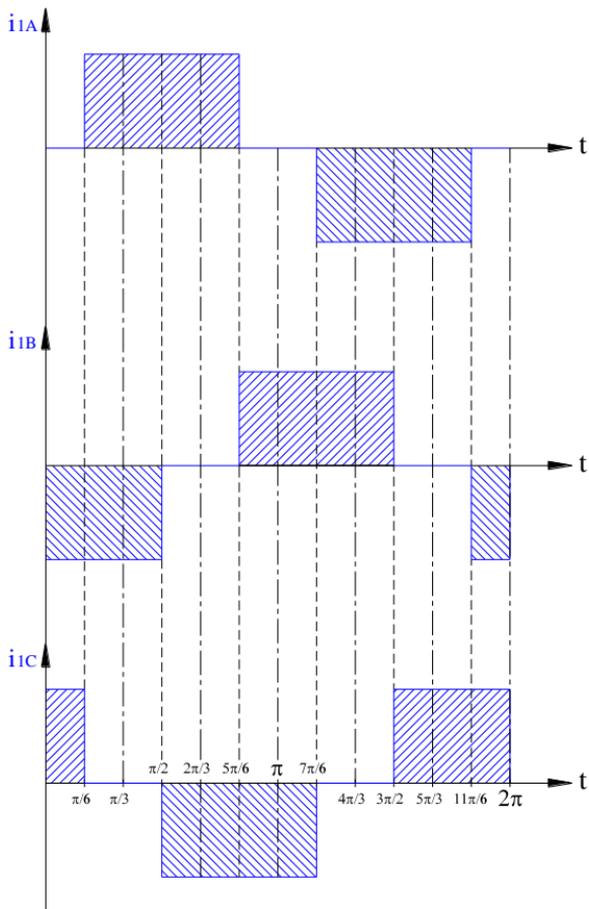


Fig. No. 3.46. Corrientes de entrada al rectificador 1.

Para obtener las corrientes de entrada al rectificador 2, también utilizamos el análisis de nodos:

$$i_{2A} = i_{S1} - i_{S4}$$

Corrier

$$i_{2B} = i_{S2} - i_{S5}$$

Corrier

$$i_{2C} = i_{S3} - i_{S6}$$

Corrier

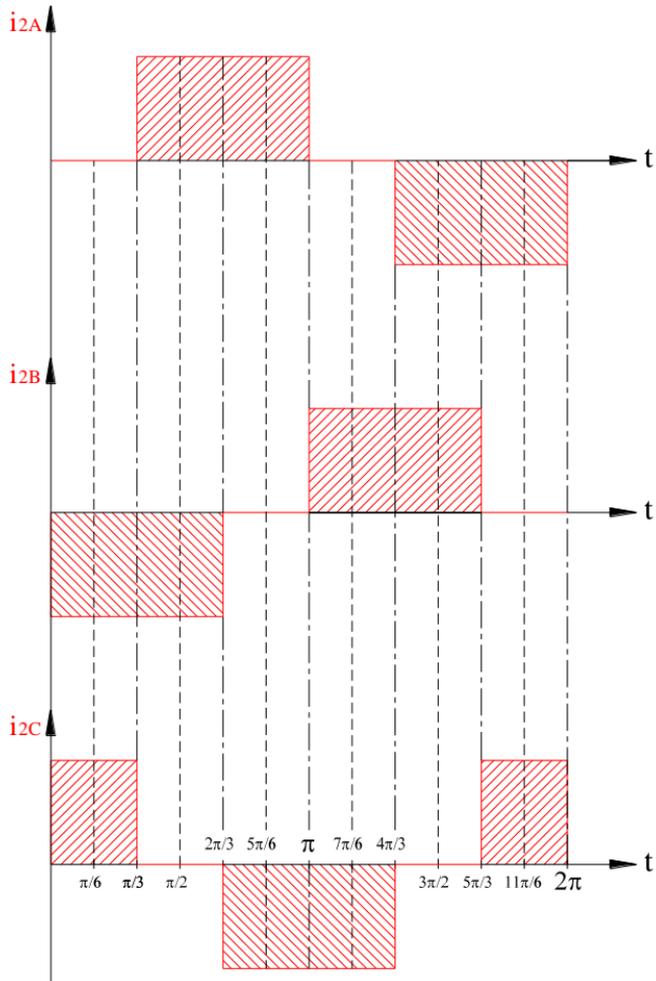


Fig. No. 3.47. Corrientes de entrada al rectificador 2.

Conocidas las corrientes de entrada a los rectificadores 1 y 2 que son las corrientes de salida de los secundarios del transformador de alimentación (conexión y11 y conexión d0 respectivamente), podemos encontrar las corrientes que circulan por el lado primario del transformador.

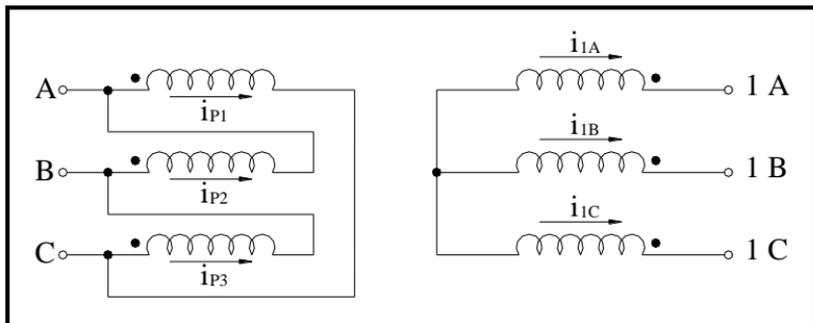


Fig. No. 3.48. Corrientes de fase en la conexión Dy11.

La relación de transformación para la conexión Dy11 considerando los voltajes fase-fase y las corrientes producidas en el lado primario (conexión Delta) y secundario del transformador (conexión en estrella) será:

$$\frac{v_A}{v_{1A}} = \frac{i_{1A}}{i_A} = \frac{rt}{\sqrt{3}}$$

Por lo tanto la corriente en la bobina del primario es:

$$i_{P1} = \frac{i_{1A}}{rt}$$

Conociendo la corriente de línea del primario del transformador desfasador en la conexión Dy11 que se puede conocer mediante la relación de transformación, podemos plantear las ecuaciones para las corrientes en el bobinado de lado primario:

$$i_{P1} = \frac{i_{1A}}{r_t}$$

$$i_{P2} = \frac{i_{1B}}{r_t}$$

$$i_{P3} = \frac{i_{1C}}{r_t}$$

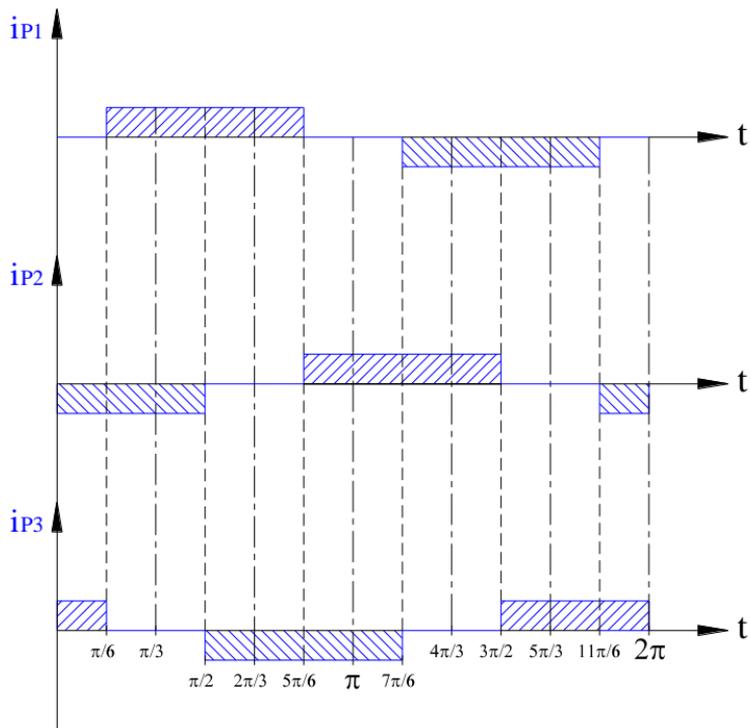


Fig. No. 3.49. Corrientes de fase que circulan por los devanados del primario resultado de la Conexión Dy11.

Las corrientes en el primario que son resultado de la conexión Dd0 (Rectificador 2) tendrán la forma de onda y valor matemático indicado en la figura 3.50.

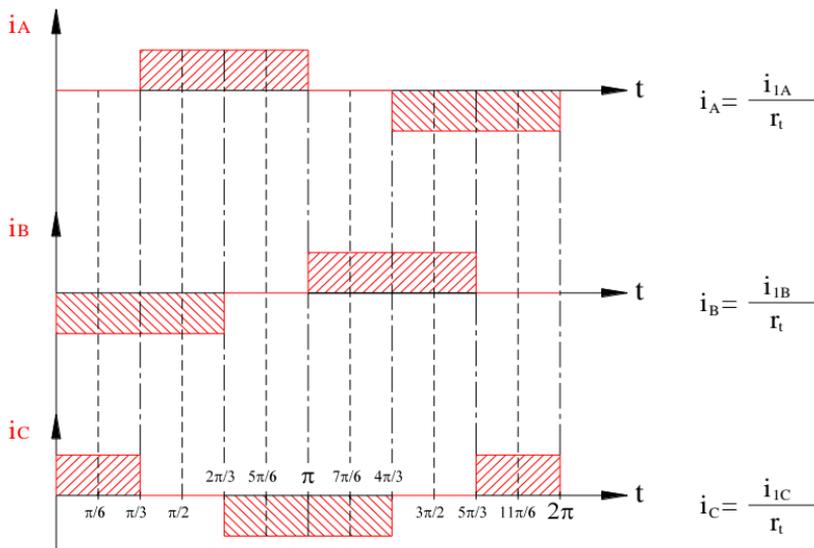


Fig. No. 3.50. Corrientes de línea en el primario del transformador que son resultado de la conexión Dd0.

Conocidas las corrientes de fase que circulan por los devanados del primario (Figura 3.49) resultado de la conexión Dy11, mediante el análisis de nodos; planteamos las ecuaciones para obtener las corrientes de línea del primario en base a esta conexión. Estas formas de onda y el análisis de nodos se indican en la figura 3.51.

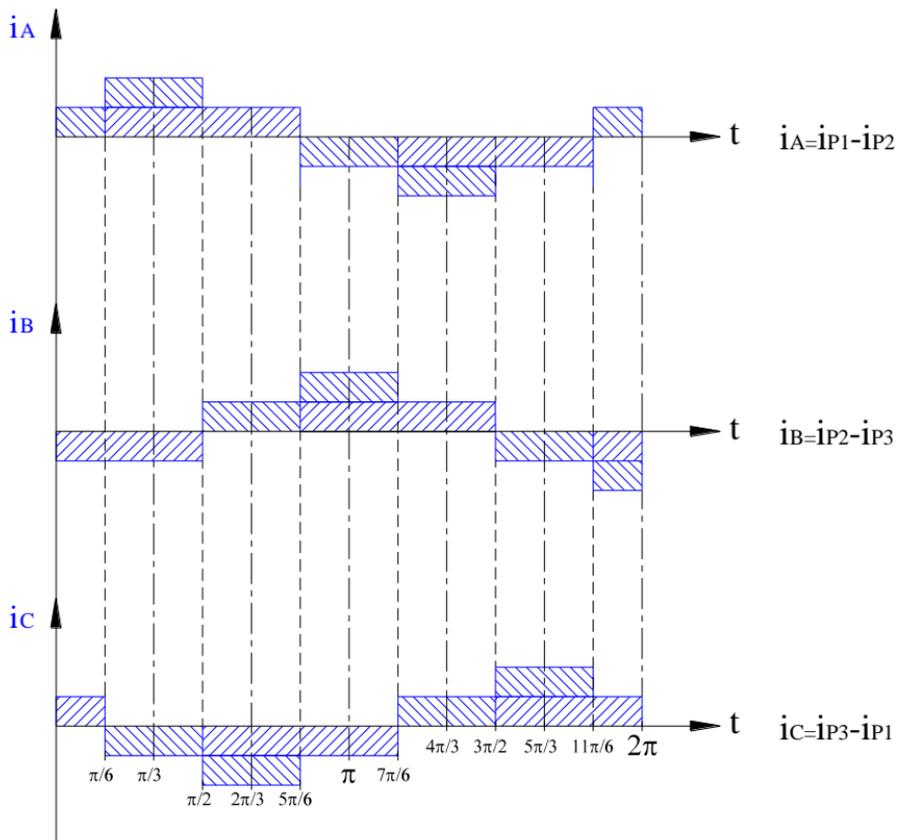


Fig. No. 3.51. Análisis de nodos y corrientes de línea en el primario del transformador resultado de la conexión Dy11.

En el primario se verán las corrientes inducidas tanto por la conexión Dy11 como por la conexión Dd0; teóricamente la corriente de línea del primario (conexión delta) va a tener la misma dirección que la corriente de línea del secundario en conexión delta (d0); y, desfasada 30° con respecto a la corriente de línea del secundario en conexión estrella (y11), vea la figura 3.52.

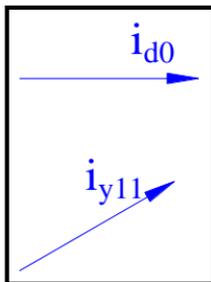


Fig. No. 3.52. Dirección de las corrientes en la conexión D y11d0.

Conocido el desfase de estas corrientes, las corrientes resultantes de la superposición tanto de las corrientes de conexión Dy11 como la conexión Dd0, se indican en la figura 3.53.

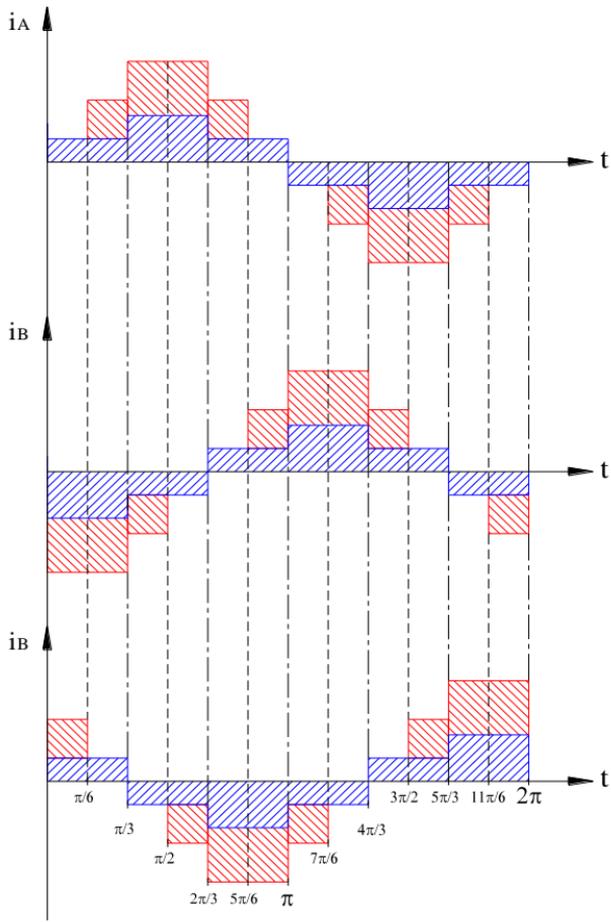


Fig. No. 3.53. Corriente producidas por el Conversor de 12 Pulsos en el lado primario del transformador de alimentación.

3.12.2.2.1.1.- *Análisis Matemático mediante Series de Fourier*

Para analizar la corriente de entrada de un variador de 12 pulsos (Figura 3.54), es necesario considerar las magnitudes de las corrientes, tanto de la conexión Estrella-Estrella como Estrella-Triángulo.

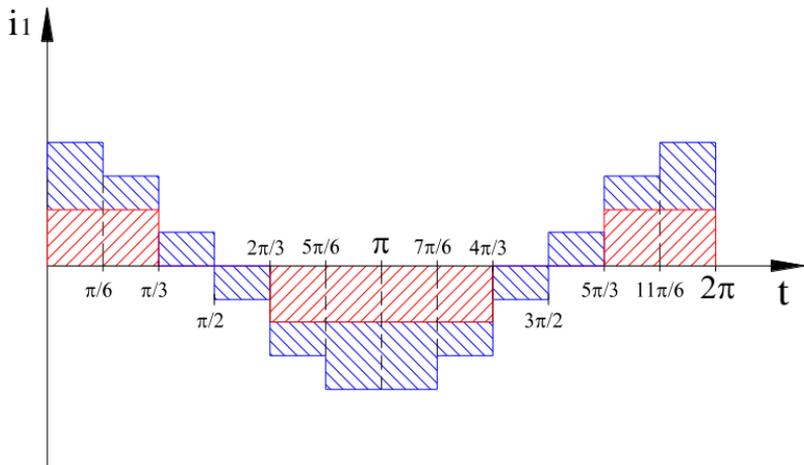


Fig. No. 3.54. Corriente de Entrada al VSD de 12 Pulsos.

Mediante las conexiones del primario y de los secundarios del transformador desfasador, se conocerá la amplitud de las corrientes presentes en el primario de dicho transformador; para mayor comprensión la figura 3.54 se puede representar para cada conexión de la siguiente manera:

Conexión Estrella – Estrella (o Triángulo – Triángulo):

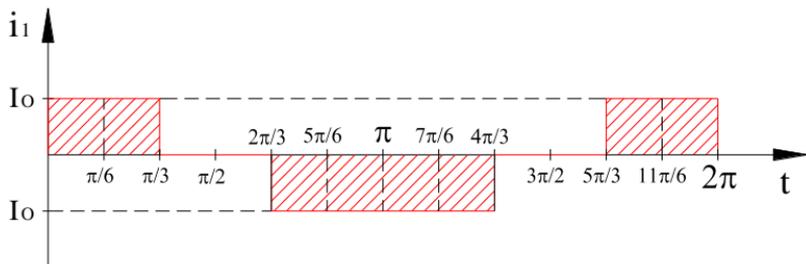


Fig. No. 3.55. Magnitud de la corriente de línea en el primario debido a la conexión Estrella – Estrella (Triángulo – Triángulo).

Conexión Triángulo – Estrella

La relación de transformación para la combinación triángulo–estrella, hace que la corriente de línea producto de estas conexiones, se relacione a la corriente indicada en la figura 3.56 de la siguiente manera:

$$I_{O'} = \frac{I_o}{\sqrt{3}} \quad (\text{Ec. 3.34})$$

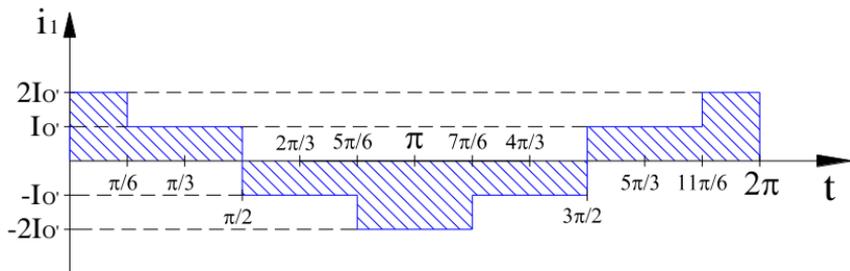


Fig. No. 3.56. Corriente de línea en el primario del transformador desfasador resultado de la conexión Triángulo – Estrella.

Conociendo la relación entre las corrientes producidas por las diferentes conexiones de los secundarios del transformador desfasador, la Serie de Fourier de la corriente producida por el Variador de frecuencia de 12 pulsos es:

Valor Medio:

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) . dt$$

$$A_0 = \frac{1}{2\pi} \left\{ \int_0^{\frac{\pi}{3}} I_0 dt + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{4\pi}{3}} -I_0 dt + \int_{\frac{5\pi}{3}}^{2\pi} I_0 dt + \int_0^{\frac{\pi}{2}} I_0' dt + \int_0^{\frac{\pi}{6}} I_0' dt + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{3\pi}{2}} -I_0' dt \right. \\ \left. + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{7\pi}{6}} -I_0' dt + \int_{\frac{2\pi}{2}}^{2\pi} I_0' dt + \int_{\frac{1\pi}{6}}^{2\pi} I_0' dt \right\}$$

$$A_0 = \frac{1}{2\pi} \left\{ I_0 \left[\int_0^{\frac{\pi}{3}} dt - \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{4\pi}{3}} dt + \int_{\frac{5\pi}{3}}^{2\pi} dt \right] + I_0' \left[\int_0^{\frac{\pi}{2}} dt + \int_0^{\frac{\pi}{6}} dt - \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{3\pi}{2}} dt \right. \right. \\ \left. \left. - \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{7\pi}{6}} dt + \int_{\frac{2\pi}{2}}^{2\pi} dt + \int_{\frac{1\pi}{6}}^{2\pi} dt \right] \right\}$$

$$A_0 = \frac{1}{2\pi} \left\{ I_0 \cdot \left[\int_0^{\pi/3} -t \Big|_{2\pi/3}^{4\pi/3} + t \Big|_{5\pi/3}^{2\pi} \right. \right. \\ \left. \left. + I_0' \cdot \left[\int_0^{\pi/2} + t \Big|_0^{\pi/6} - t \Big|_{\pi/2}^{3\pi/2} - t \Big|_{5\pi/6}^{7\pi/6} + t \Big|_{3\pi/2}^{2\pi} + t \Big|_{11\pi/6}^{2\pi} \right] \right\}$$

$$A_0 = \frac{1}{2\pi} \left\{ I_0 \cdot \left[\frac{\pi}{3} - 0 - \frac{4\pi}{3} + \frac{2\pi}{3} + 2\pi - \frac{5\pi}{3} \right] + I_0' \cdot \left[\frac{\pi}{2} - 0 + \frac{\pi}{6} - 0 - \frac{3\pi}{2} + \frac{\pi}{2} - \frac{7\pi}{6} \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{5\pi}{6} + 2\pi - \frac{3\pi}{2} + 2\pi - \frac{11\pi}{6} \right] \right\}$$

$$A_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \left[I_0 \cdot \left[\frac{\pi}{3} - 0 - \frac{4\pi}{3} + \frac{2\pi}{3} + 2\pi - \frac{5\pi}{3} \right] + I_0' \cdot \left[\frac{\pi}{2} - 0 + \frac{\pi}{6} - 0 - \frac{3\pi}{2} + \frac{\pi}{2} - \frac{7\pi}{6} + \frac{5\pi}{6} + 2\pi - \frac{3\pi}{2} + 2\pi - \frac{11\pi}{6} \right] \right]$$

$$A_0 = 0$$

Coefficientes de las series:

Para el coeficiente A_h :

$$A_h = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \cos(h\omega t) dt$$

$$A_h = \frac{2}{2\pi} \left(\int_0^{\frac{\pi}{3}} I_o \cdot \cos(h\omega t) dt + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{4\pi}{3}} -I_o \cdot \cos(h\omega t) dt + \int_{\frac{5\pi}{3}}^{2\pi} I_o \cdot \cos(h\omega t) dt \right.$$

$$+ \int_0^{\frac{\pi}{2}} I_o' \cdot \cos(h\omega t) dt + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{3}} I_o' \cdot \cos(h\omega t) dt + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{3\pi}{2}} -I_o' \cdot \cos(h\omega t) dt$$

$$\left. + \int_{\frac{5\pi}{6}}^{\frac{7\pi}{6}} -I_o' \cdot \cos(h\omega t) dt + \int_{\frac{5\pi}{2}}^{2\pi} I_o' \cdot \cos(h\omega t) dt + \int_{\frac{1\pi}{6}}^{2\pi} I_o' \cdot \cos(h\omega t) dt \right)$$

$$A_h = \frac{2}{2\pi} \left\{ \begin{aligned} & I_o \left[\int_3^{\pi} \cos(h\omega t) . dt - \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{4\pi}{3}} \cos(h\omega t) . dt + \int_{\frac{5\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \cos(h\omega t) . dt \right] \\ & + I_o' \left[\int_2^{\pi} \cos(h\omega t) . dt + \int_6^{\pi} \cos(h\omega t) . dt - \int_{\frac{2}{2}}^{\frac{3\pi}{2}} \cos(h\omega t) . dt \right. \\ & \left. - \int_{\frac{6}{6}}^{\frac{7\pi}{6}} \cos(h\omega t) . dt + \int_{\frac{5\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{2}} \cos(h\omega t) . dt + \int_{\frac{1\pi}{6}}^{\frac{2\pi}{6}} \cos(h\omega t) . dt \right] \end{aligned} \right\}$$

$$A_h = \frac{1}{\pi} \left\{ I_o \left[\frac{\text{sen}(h\omega t)}{h} \Big|_0^{\frac{\pi}{3}} - \frac{\text{sen}(h\omega t)}{h} \Big|_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{4\pi}{3}} + \frac{\text{sen}(h\omega t)}{h} \Big|_{\frac{5\pi}{3}}^{2\pi} \right] + I_o' \left[- \frac{\text{sen}(h\omega t)}{h} \Big|_0^{\frac{\pi}{2}} + \frac{\text{sen}(h\omega t)}{h} \Big|_0^{\frac{\pi}{6}} - \frac{\text{sen}(h\omega t)}{h} \Big|_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{3\pi}{2}} - \frac{\text{sen}(h\omega t)}{h} \Big|_{\frac{5\pi}{6}}^{\frac{7\pi}{6}} + \frac{\text{sen}(h\omega t)}{h} \Big|_{\frac{3\pi}{2}}^{2\pi} + \frac{\text{sen}(h\omega t)}{h} \Big|_{\frac{11\pi}{6}}^{2\pi} \right] \right\}$$

$$A_h = \frac{1}{\pi} \left\{ \begin{aligned} & \left[\frac{I_o}{h} \left[\text{sen}\left(h \cdot \frac{\pi}{3}\right) - \text{sen}\left(h \cdot 0\right) - \text{sen}\left(h \cdot \frac{4\pi}{3}\right) + \text{sen}\left(h \cdot \frac{2\pi}{3}\right) + \text{sen}\left(h \cdot 2\pi\right) - \text{sen}\left(h \cdot \frac{5\pi}{3}\right) \right] \right] \\ & + \frac{I_o'}{h} \left[\begin{aligned} & \left[\text{sen}\left(h \cdot \frac{\pi}{2}\right) - \text{sen}\left(h \cdot 0\right) + \text{sen}\left(h \cdot \frac{\pi}{6}\right) - \text{sen}\left(h \cdot 0\right) - \text{sen}\left(h \cdot \frac{3\pi}{2}\right) \right] \\ & + \text{sen}\left(h \cdot \frac{\pi}{2}\right) - \text{sen}\left(h \cdot \frac{7\pi}{6}\right) + \text{sen}\left(h \cdot \frac{5\pi}{6}\right) + \text{sen}\left(h \cdot 2\pi\right) \\ & - \text{sen}\left(h \cdot \frac{3\pi}{2}\right) + \text{sen}\left(h \cdot 2\pi\right) - \text{sen}\left(h \cdot \frac{11\pi}{6}\right) \end{aligned} \right] \end{aligned} \right\}$$

$$A_h = \frac{1}{\pi} \left\{ \begin{aligned} & \left[\frac{I_o}{h} \left[\text{sen}\left(h \cdot \frac{\pi}{3}\right) - \text{sen}\left(h \cdot \frac{4\pi}{3}\right) + \text{sen}\left(h \cdot \frac{2\pi}{3}\right) - \text{sen}\left(h \cdot \frac{5\pi}{3}\right) \right] \right] \\ & + \frac{I_o'}{h} \left[\begin{aligned} & \left[\text{sen}\left(h \cdot \frac{\pi}{2}\right) + \text{sen}\left(h \cdot \frac{\pi}{6}\right) - \text{sen}\left(h \cdot \frac{3\pi}{2}\right) + \text{sen}\left(h \cdot \frac{\pi}{2}\right) \right] \\ & - \text{sen}\left(h \cdot \frac{7\pi}{6}\right) + \text{sen}\left(h \cdot \frac{5\pi}{6}\right) - \text{sen}\left(h \cdot \frac{3\pi}{2}\right) - \text{sen}\left(h \cdot \frac{11\pi}{6}\right) \end{aligned} \right] \end{aligned} \right\}$$

Para el coeficiente B_h :

$$B_h = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \text{sen}(h\omega t) \cdot dt$$

$$B_h = \frac{2}{2\pi} \left\{ \int_3^{\pi} Io \cdot \text{sen}(h\omega t) \cdot d\omega t + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{4\pi}{3}} -Io \cdot \text{sen}(h\omega t) \cdot d\omega t + \int_{\frac{5\pi}{3}}^{2\pi} Io \cdot \text{sen}(h\omega t) \cdot d\omega t \right. \\ \left. + \int_2^{\pi} Io' \cdot \text{sen}(h\omega t) \cdot d\omega t + \int_6^{\pi} Io' \cdot \text{sen}(h\omega t) \cdot d\omega t + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{3\pi}{2}} -Io' \cdot \text{sen}(h\omega t) \cdot d\omega t \right. \\ \left. + \int_{\frac{6}{6}}^{\frac{7\pi}{6}} -Io' \cdot \text{sen}(h\omega t) \cdot d\omega t + \int_{\frac{5\pi}{2}}^{2\pi} Io' \cdot \text{sen}(h\omega t) \cdot d\omega t + \int_{\frac{1\pi}{6}}^{2\pi} Io' \cdot \text{sen}(h\omega t) \cdot d\omega t \right\}$$

$$B_h = \frac{1}{\pi} \left\{ \left(\left[Io \left[\int_3^{\pi} \text{sen} \cdot (h\omega t) \cdot dt - \int_{\frac{3}{2\pi}}^{\frac{4\pi}{3}} \text{sen} \cdot (h\omega t) \cdot dt + \int_{\frac{5\pi}{3}}^{2\pi} \text{sen} \cdot (h\omega t) \cdot dt \right] \right. \right. \\ \left. \left. + Io' \left[\int_2^{\pi} \text{sen} \cdot (h\omega t) \cdot dt + \int_6^{\pi} \text{sen} \cdot (h\omega t) \cdot dt - \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{3\pi}{2}} \text{sen} \cdot (h\omega t) \cdot dt \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. - \int_{\frac{6}{6}}^{\frac{7\pi}{6}} \text{sen} \cdot (h\omega t) \cdot dt + \int_{\frac{5\pi}{2}}^{2\pi} \text{sen} \cdot (h\omega t) \cdot dt + \int_{\frac{1\pi}{6}}^{2\pi} \text{sen} \cdot (h\omega t) \cdot dt \right] \right) \right\}$$

$$B_h = \frac{1}{\pi} \left\{ I_o \left[-\frac{\cos(h\omega t)}{h} \Big|_0^{\frac{\pi}{3}} + \frac{\cos(h\omega t)}{h} \Big|_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{4\pi}{3}} - \frac{\cos(h\omega t)}{h} \Big|_{\frac{5\pi}{3}}^{2\pi} \right] + I_o' \left[+\frac{\cos(h\omega t)}{h} \Big|_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{3\pi}{2}} + \frac{\cos(h\omega t)}{h} \Big|_{\frac{5\pi}{6}}^{\frac{7\pi}{6}} - \frac{\cos(h\omega t)}{h} \Big|_{\frac{3\pi}{2}}^{2\pi} - \frac{\cos(h\omega t)}{h} \Big|_{\frac{11\pi}{6}}^{\frac{13\pi}{6}} \right] \right\}$$

$$B_h = \frac{1}{\pi} \left\{ \frac{I_o}{h} \left[-\cos\left(h \cdot \frac{\pi}{3}\right) + \cos\left(h \cdot \frac{4\pi}{3}\right) - \cos\left(h \cdot \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(h \cdot \frac{5\pi}{3}\right) \right] + \frac{I_o'}{h} \left[-\cos\left(h \cdot \frac{\pi}{2}\right) - \cos\left(h \cdot \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(h \cdot \frac{3\pi}{2}\right) - \cos\left(h \cdot \frac{\pi}{2}\right) + \cos\left(h \cdot \frac{7\pi}{6}\right) - \cos\left(h \cdot \frac{5\pi}{6}\right) + \cos\left(h \cdot \frac{3\pi}{2}\right) + \cos\left(h \cdot \frac{11\pi}{6}\right) \right] \right\}$$

Para $h = 1$ se tiene:

Para A_h :

$$A_1 = \frac{1}{\pi} \left\{ \frac{Io}{1} \left[\text{sen}\left(1, \frac{\pi}{3}\right) - \text{sen}\left(1, \frac{4\pi}{3}\right) + \text{sen}\left(1, \frac{2\pi}{3}\right) - \text{sen}\left(1, \frac{5\pi}{3}\right) \right] \right. \\ \left. + \frac{Io'}{1} \left[\text{sen}\left(1, \frac{\pi}{2}\right) + \text{sen}\left(1, \frac{\pi}{6}\right) - \text{sen}\left(1, \frac{3\pi}{2}\right) + \text{sen}\left(1, \frac{\pi}{2}\right) \right. \right. \\ \left. \left. - \text{sen}\left(1, \frac{7\pi}{6}\right) + \text{sen}\left(1, \frac{5\pi}{6}\right) - \text{sen}\left(1, \frac{3\pi}{2}\right) - \text{sen}\left(1, \frac{11\pi}{6}\right) \right] \right\}$$

$$A_1 = \frac{1}{\pi} \left\{ Io \left[\frac{\sqrt{3}}{2} - \left(-\frac{\sqrt{3}}{2}\right) + \frac{\sqrt{3}}{2} - \left(-\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \right] \right. \\ \left. + Io' \left[1 + \frac{1}{2} - (-1) + 1 - \left(-\frac{1}{2}\right) + \frac{1}{2} - (-1) - \left(-\frac{1}{2}\right) \right] \right\}$$

$$A_1 = \frac{1}{\pi} \left\{ Io \left[\frac{4\sqrt{3}}{2} \right] + Io' \left[4 \right] \right\}$$

De la ecuación 3.34, reemplazamos Io'

$$A_1 = \frac{1}{\pi} \left\{ I_o \cdot 2\sqrt{3} + \frac{I_o}{\sqrt{3}} \left[\right] \right\}$$

$$A_1 = \frac{1}{\pi} \left\{ \cancel{I_o} \cdot 2\sqrt{3} + I_o \cdot 2\sqrt{3} \right\}$$

$$A_1 = 2 \times \frac{2\sqrt{3}}{\pi}$$

Para B_h :

$$B_1 = \frac{1}{\pi} \left\{ \begin{aligned} & \frac{I_o}{1} \left[-\cos\left(1 \cdot \frac{\pi}{3}\right) + \cos\left(1 \cdot \frac{4\pi}{3}\right) - \cos\left(1 \cdot \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(1 \cdot \frac{5\pi}{3}\right) \right] \\ & + \frac{I_o'}{1} \left[\begin{aligned} & -\cos\left(1 \cdot \frac{\pi}{2}\right) - \cos\left(1 \cdot \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(1 \cdot \frac{3\pi}{2}\right) - \cos\left(1 \cdot \frac{\pi}{2}\right) \\ & + \cos\left(1 \cdot \frac{7\pi}{6}\right) - \cos\left(1 \cdot \frac{5\pi}{6}\right) + \cos\left(1 \cdot \frac{3\pi}{2}\right) + \cos\left(1 \cdot \frac{11\pi}{6}\right) \end{aligned} \right] \end{aligned} \right\}$$

$$B_1 = \frac{1}{\pi} \left\{ \cancel{I_o} \left[\right] + I_o' \left[\right] \right\}$$

$$B_1 = 0$$

Evaluando los restantes coeficientes se obtiene:

$$i_A = 2 \times \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \times I_o \left\{ \cos(\omega t) - \frac{1}{11} \cos(11\omega t) + \frac{1}{13} \cos(13\omega t) - \frac{1}{23} \cos(23\omega t) + \dots \right\}$$

Esta serie sólo contiene armónicas de orden $(12k \pm 1)$. Las corrientes armónicas de orden $(6k \pm 1)$ con k impar, circulan entre los secundarios del transformador pero no penetran a la red. Esta señal tiene valor medio cero y además, cumple con la condición: $f(t) = f(-t)$, por lo que se trata de una señal par; cumple con la ecuación 1.18 que indica que armónicos característicos producen los variadores de 12 pulsos al sistema eléctrico de potencia. Es decir, las armónicas teóricas presentes en un convertidor de 12 pulsos son:

	Armónicas presentes
Convertidor de doce pulsos:	1, 11, 13, 23, 25, 35, 37, 47, 49, etc.

Las amplitudes “teóricas” de las corrientes armónicas generadas por los convertidores de 12 pulsos mediante la utilización de la ecuación 3.12, serán:

Tabla No. 3.4.- Armónicas de corriente inyectadas por un rectificador de 12 pulsos

Armónicas	1	11	13	23	25	35	37	47
% de la Fundamental	100	9.09	7.69	4.34	4	2.85	2.70	2.12

3.12.2.2.1.2.- Señales del convertor de 12 pulsos utilizando el software MATLAB

El análisis de un convertor de 12 pulsos se basa en todo lo obtenido para el convertor de 6 pulsos. Es necesario indicar que los conceptos referentes a la conducción de los tiristores, a la corriente y al voltaje de entrada en función del ángulo de conmutación son igualmente válidos en el convertor de 12 pulsos, difiriendo en el número de pulsos y la ecuación para representar la corriente mediante series de Fourier obtenida previamente.

Parámetros para la programación

Las ecuaciones necesarias para la programación en el software Matlab se indican a continuación:

Voltaje máximo de línea:

Tensión media en la carga

De la ecuación 3.4^(*)

Corriente media en la carga^(*):

Serie de Fourier para corriente producida por un convertidor no controlado de 12 pulsos:

$$i_1 = 2 \times \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \times I_o \left\{ \cos(\omega t) - \frac{1}{11} \cos(11\omega t) + \frac{1}{13} \cos(13\omega t) - \frac{1}{23} \cos(23\omega t) + \frac{1}{25} \cos(25\omega t) - \dots \right\}$$

^(*) Refiérase al Anexo C.2.

⁽¹⁾ Refiérase al Anexo D.4.

De igual forma que se realizó para el variador de 6 pulsos, se parte de la relación: *Voltaje de salida obtenido* depende de la *Frecuencia de salida seteada*, por lo tanto, los ángulos de disparo para cada etapa convertora del variador de 12 pulsos van hacer iguales.⁽¹⁾

Para efectos de programación; de la ecuación para la Tensión Media en la carga utilizada para rectificador de 12 pulsos (Ec. 3.4), se obtiene el valor del ángulo de disparo de los SCR's en base a la frecuencia de salida.

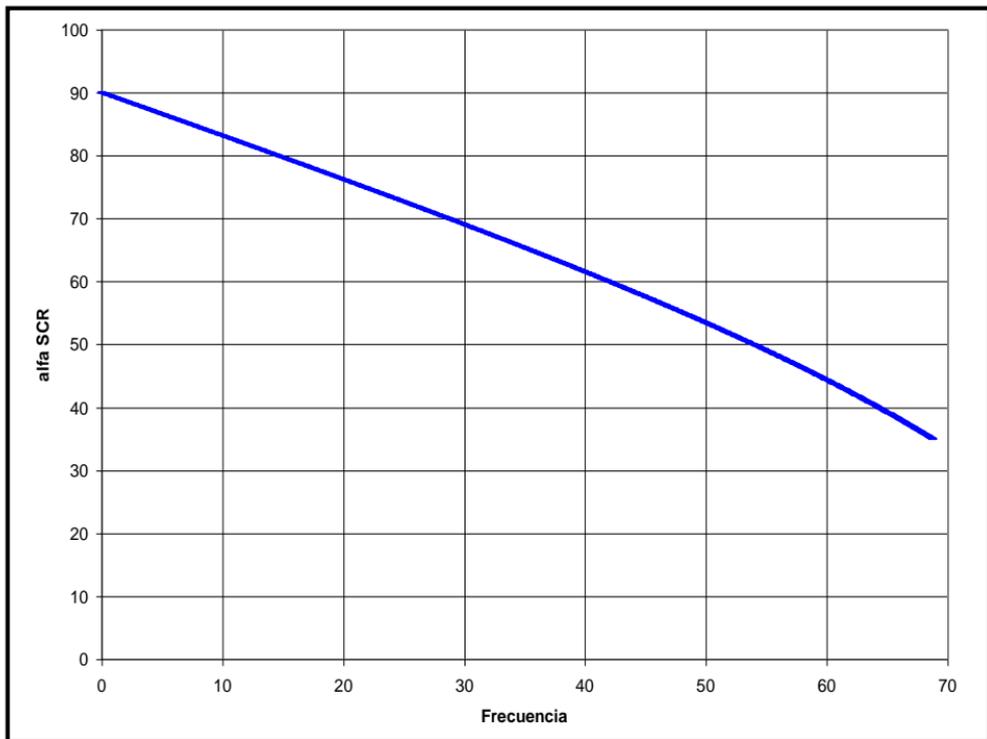


Fig. No. 3.57. Gráfica de la Frecuencia en base al ángulo de disparo de los SCR's.

La línea de tendencia obtenida para el ángulo de disparo de los SCR's del convertor de 6 pulsos difiere de la línea de tendencia del convertor de 12 pulsos debido a que éste tiene mayor valor de voltaje medio que el de 6 pulsos (consideración que se toma solo para la programación).

$$\alpha = -(2E-10)*(frecuencia)^6 + (3E-08)*(frecuencia)^5 - (2E-06)*(frecuencia)^4 + (3E-05)*(frecuencia)^3 - (0,0007)*(frecuencia)^2 - (0,6792)*(frecuencia) + 89,995$$

(¹) En el variador de 12 pulsos (etapa rectificadora), los ángulos de disparo de los SCR's van hacer iguales en el rectificador 1 y rectificador 2, (Tabla No. 3.3).

Obtenido el ángulo de disparo de los SCR's en base a la frecuencia de salida seteada en el variador, se realiza la programación para convertidores de 12 Pulsos en el Software MATLAB.

A continuación se indican las formas de onda de corriente obtenidas mediante la programación en MATLAB para un sistema de 12 pulsos.

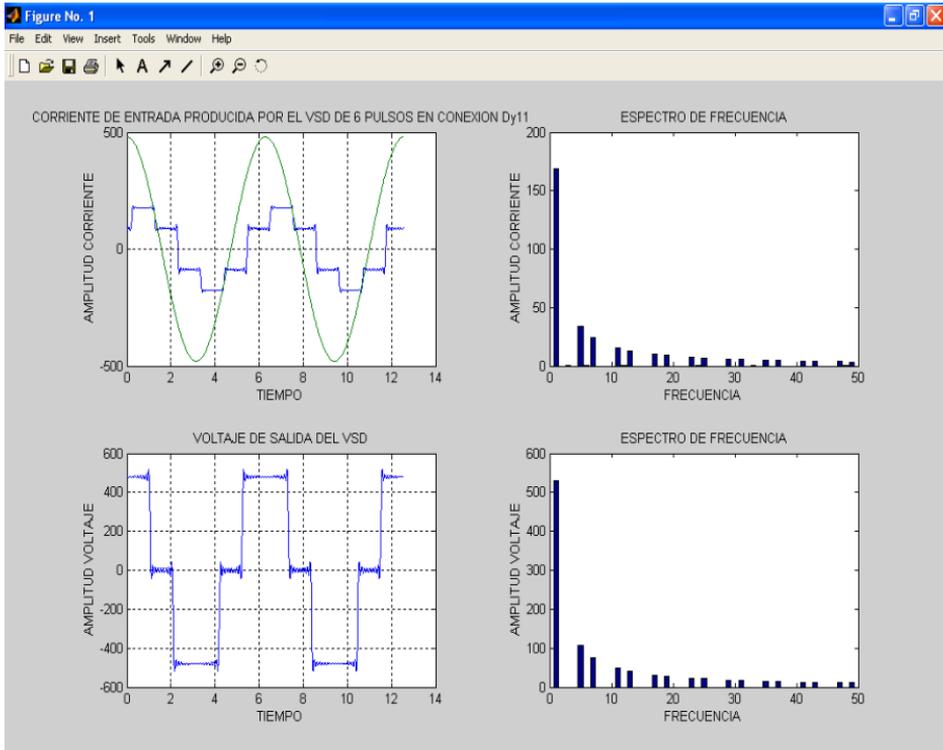


Fig. No. 3.58. Formas de onda de corriente de entrada y voltaje de salida, producidas por el variador de 12 Pulsos

Parámetros de programación.

Datos y cálculos obtenidos en la pantalla Command Window:

Datos:

Ingrese el voltaje de Línea del Primario:

$$vLLp = 2400$$

Ingrese el voltaje de Línea del Secundario:

$$vLLs = 480$$

Ingrese los KVA's del VSD:

$$KVA = 1000$$

Ingrese la Frecuencia de Funcionamiento del VSD:

$$\text{frecuencia} = 60$$

Cálculos:

$$KVA1 = 1000$$

$$rt = 5$$

$$Vo = 477.74$$

$$Io = 1422.9$$

$$iin = 1202.8$$

$$DPF = 0.6798$$

$$iinp = 240.56$$

$$irmsp = 240.56$$

$$Irmisp = 224.2$$

$$iTHDrms = 13.078$$

$$ITHDf = 14.173$$

$$Vout = 479.9$$

3.12.2.2.2.- Efectos de la Inductancia de la Fuente (L_s) en la conmutación de la corriente.

El análisis del efecto de la inductancia de línea en este caso es similar al realizado en el párrafo 3.6.1.2.2., vale indicar que los conceptos referentes a la conducción de los tiristores, a la corriente y al voltaje de carga en función del ángulo de disparo y del ángulo de conmutación son igualmente válidos para el convertidor de 12 pulsos, la diferencia radica en que como éste consta de dos rectificadores de 6 pulsos la corriente en el primario del transformador, es decir

la que absorbe la red, es la suma de las corrientes por cada rectificador de 6 pulsos.

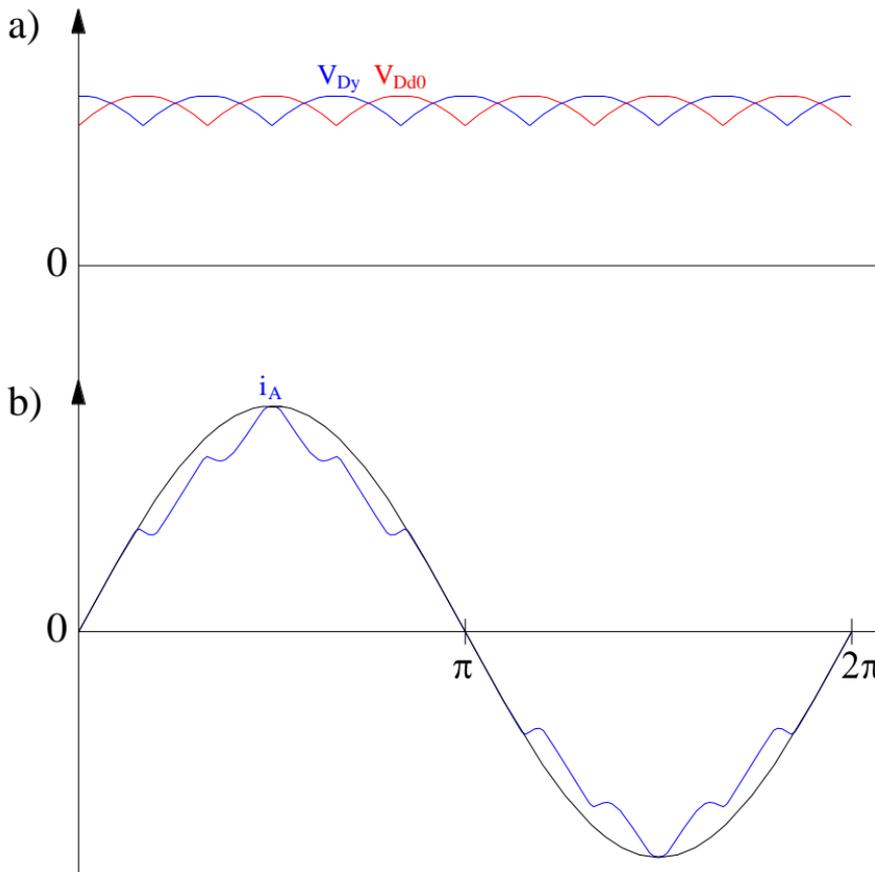


Fig. No. 3.59. a) Superposición de Voltaje de salida del Rectificador 1 y Rectificador 2. b) Corriente de línea en el primario del transformador.

X.- EQUIPOS USADOS PARA MEDIR LA CALIDAD DE LA ENERGIA.

4.1.- Analizador de Redes

Introducción.

Se conoce con el nombre de analizadores de redes a determinados instrumentos especialmente destinados a medir parámetros de la red eléctrica.

En general, se trata de instrumentos digitales basados en un sistema microprocesador que toman muestras de las ondas de tensión y corriente y calculan los valores eficaces de tensiones y corrientes con un determinado tiempo de promediado TMP. Es frecuente que el TMP sea de un segundo, aunque en algunos instrumentos menos potentes, es más largo.

Básicamente podemos distinguir dos tipos de analizadores de red:

- a) Analizadores Portátiles.
- b) Analizadores fijos o de panel.

La precisión de los analizadores de red está muy condicionada a emplear transformadores y pinzas amperimétricas de una precisión elevada. Debe tenerse en cuenta (sobre todo para aparatos portátiles que midan con dichas pinzas) que el error de ángulo suele ser importante y por tanto las medidas de potencia y factor de potencia pueden estar sujetas a errores importantes en determinadas zonas de la escala.

4.2.- Equipo analizador de redes AR5⁽⁸⁾.

El Analizador de redes AR5 es un equipo clasificado como un analizador de redes portátil que mide la tensión de red directamente y se suele emplear pinzas para capturar la corriente. Tiene una cantidad de memoria importante para guardar datos de forma que pueden emplearse como registradores de tensión y corriente; debido a sus funciones han desplazado a los típicos registradores de agujas.

⁽⁸⁾ ~~Analizador de Redes AR5, "Manual de Instrucciones."~~_____

El análisis de los datos registradores se suele llevar a cabo mediante una conexión a ordenador y un software.

El equipo analizador de redes eléctricas AR5 puede tener en memoria diferentes programas almacenados en ficheros, permitiendo seleccionarlos y al mismo tiempo almacenar los datos medidos en ese momento, dentro de estas funciones se enunciarán las siguientes:

- **A5M:** Fichero "Standard".
- **A5I:** Fichero "Armónicos".
- **A5D:** Fichero "Perturbaciones".
- **A5F:** Fichero "Flicker".

De todas estas funciones, los ficheros que se seleccionaran mediante los menús de programación para el presente estudio serán A5I y A5F, los cuales son para monitorear Armónicos y Flicker respectivamente.

4.2.7.- Características

Los analizadores de la serie AR5 son instrumentos de medida programables que **miden, calculan y registran en memoria** los principales parámetros eléctricos en redes industriales trifásicas.

Medida, mediante tres entradas de tensión AC y tres entradas de intensidad AC (a través de pinzas amperométricas), permiten analizar simultáneamente tensión e intensidad, siempre de las tres fases, además de la frecuencia de una determinada red.

Cálculo, mediante un procesador interno, que obtiene el resto de parámetros eléctricos: factor de potencia, potencia activa, potencia reactiva inductiva y capacitiva de las tres fases, así como las energías activa y reactiva (inductiva y capacitiva).

Registro de los resultados en memoria interna (256 K o 1 Mb según modelo), para su posterior volcado a un ordenador PC. En dicha memoria guarda periódicamente los datos medidos y calculados, con definición entre 1 segundo y 4 horas, programable.

4.2.8.- Funcionamiento.

Elección del programa de trabajo.

El AR5 puede tener en memoria diferentes programas de funcionamiento. Para elegir que programa se quiere que utilice, se escoge en el momento de la puesta en marcha.

- Encienda el AR5.
- En la pantalla aparecerá una lista de programas disponibles.
- Utilice las teclas [**▲**] y [**▼**] para seleccionar el programa que se desea que el analizador utilice.
- Pulse [**ENTER**] o espere unos instantes para confirmar que se desea realizar esta operación.

Todos los programas disponen de un Setup en el programa "ANALYZER" o desde cualquier otro programa, estas modificaciones no son válidas desde el programa "HARMONIC" o a la inversa.

Programación del AR5

Para entrar en la programación del AR5, se deberá pulsar la tecla **[SET]**. En ese momento el analizador requerirá la entrada de un Password consistente en una secuencia de teclas (se dispone de 15 segundos para ingresar esta secuencia):

PASSWORD

[↑] [SET] [↑] [SET]

Una vez introducido este Password el analizador permitirá modificar todos los parámetros de Setup.

Los parámetros de configuración de cada uno de los programas, es independiente. El realizar una modificación en uno de los programas, no supone el modificar los parámetros de configuración de los otros.

Existen varios MENUS de programación:



← MENU INICIAL

- Seleccionar una opción mediante las teclas **[▼]** y **[▲]**.
- Para entrar en una opción de menú, se utiliza la tecla **[▶]** o **[ENTER]**.

- Para cerrar el menú [F1] o [ESC]. Si se utiliza esta tecla cuando solo se tenga abierto el menú principal, este cierra. En el caso de haber modificado algún parámetro del SETUP, este cierra, está precedido por una confirmación de cambio de SETUP.

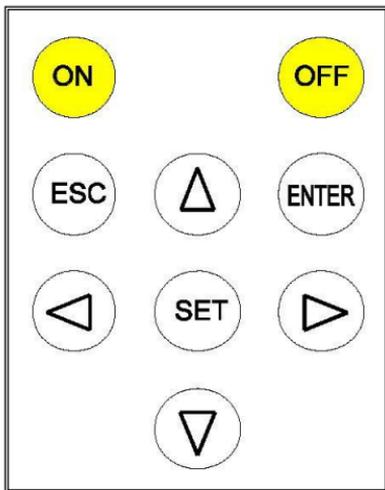


Fig. No. 4.1. Teclado de membrana, con 9 teclas, para la programación y control de las distintas opciones del aparato.

Menú Setup.

El analizador **AR5** puede programarse para obtener una serie de variantes en su forma de análisis y registro de resultados, tal como se indica en los apartados siguientes:

SETUP	
⇒	MEASURE
	RECORD
	COMM
	CLOCK
	RECALL

← MENU DE SETUP.

La opción **MEASURE**, permite programar las condiciones de medida: Programación del Tipo de Conexión (Trifásico, Aron) y La relación de Tensión e Intensidad.

MEASURE	
⇒	CIRCUIT
	TR. REL.

Trifa, Aron.

Relación de transformación de Tensión y Corriente.

- La opción **CIRCUIT** permite seleccionar entre un sistema TRIFASICO O ARON.

- La opción **TR. REL.** Permite programar las relaciones de transformación de tensión y corriente.

TR. REL.	
⇒ REL. V	Primario y secundario de tensión.
REL. A	Primario de corriente.

- REL. V: relación de transformación de tensión. El equipo pide la relación del primario de tensión, seguidamente la del secundario.
- REL A. relación del primario de la pinza amperométrica utilizada.

La opción **RECORD** permite programar las condiciones de registro:

RECORD	
⇒ PERIOD	hh:mm:ss (1 s a 4 h ó 5 s a 4 h) según tipo de fichero.
TRIGGER	Level, Time.
NAME	Nombre fichero (8 caracteres).
TYPE	Tipo de fichero.
PARAM	Parámetros fichero Especial.

- La opción **PERIOD** permite programar al analizador para un periodo de grabaciones, guardando los datos promedio que se han medido durante el

periodo de programación. El periodo de grabaciones puede ser de 1 segundo hasta 4 horas para ficheros *Standard* y *Especial* (ficheros A5M y A5T). Para los archivos de Armónicos (fichero A5I) pasa a ser de 5 segundos hasta 4 horas.

- La opción **TRIGGER** permite programar una serie de condiciones, de forma que sólo guarde en memoria los registros cuando se cumplan las mismas.

TRIGGER
LEVEL
TIME

Se pueden programar Trigger's de dos tipos:

- Condiciones de tiempo (TIME): FECHA/HORA de ON (inicio medidas), y/o OFF (final medidas).
- Condiciones para un parámetro (LEVEL): permite fijar un umbral de máximo o mínimo a partir de los cuales se realiza el registro de resultados (que la tensión o intensidad supere un nivel o que sea inferior a otro nivel).

Si cumple estas condiciones de programación, el AR5 graba los datos en su memoria interna.

La opción **NAME** permite definir el nombre del fichero de almacenamiento con un máximo de 8 caracteres sin extensión.

La opción **TYPE** se utiliza para elegir el tipo de fichero que se quiere que el AR5 almacene las variables que lee. Con las teclas [**▼**] o [**▲**] se puede elegir el tipo de fichero: Standard (Variables predefinidas) o Custom (Variables elegidas por el usuario).

La opción **PARAM** se utiliza para indicar que variables se quiere que queden almacenadas en el archivo.

La opción **COMM** permite programar los parámetros de transmisión de datos obtenidos por el analizador AR5 hacia un PC, la transmisión de datos se realiza por medio de una salida de comunicación RS-232. Para establecer la transmisión de datos se debe disponer de un Software (Power Vision), en el cual se puede seleccionar:

- Pórtico de Transmisión (COMM 1 o COMM 2).
- Velocidad de transmisión Bits por segundo.
- Otros parámetros propios de la transmisión serial de datos.

COMM			
9600	NO	8	1
Baud	Parity	Long	Stop bits

La opción **CLOCK** permite programar el reloj del equipo: fecha / hora. Al seleccionar dicha opción aparecerán los valores programados actualmente:

CLOCK	
00/00/00	00: 00: 00
día/mes/año	hora:minuto:segundo

La opción **RECALL** permite recuperar la programación por defecto con la que se vienen los analizadores (programación Standard).

RECALL STAND..

Sure? <yes> <no>

El equipo nos pide la confirmación para cambiar el Setup. Mediante las teclas [↵] y [↵] se selecciona <yes> o <no>, se pulsa [ENTER] para validar la opción.

Menú Display

DISPLAY
OPTIONS
CONTRAST

Dentro del Menú Display se encuentran los casilleros de **[OPTIONS]** y **[CONTRAST]**.

[OPTIONS] permite definir las opciones sobre las variables que se mostrarán en la pantalla del AR5.

OPTIONS	
⇒	MESURE
	VOLT

Bar graph display, Expand. Param (3 parámetros).

Vfase-fase o Vfase-neutro (V_{p-p} o V_{p-n}).

La opción **[MESURE]** permite configurar que variable se quiere representar gráficamente y el escalado del mismo. Para indicar el escalado, se debe introducir el valor máximo y mínimo de la gráfica. También permite elegir tres variables instantáneas para visualizarlas en el display

La opción **[VOLT]** se utiliza para elegir si en la pantalla de visualización de los principales valores de medida, se quiere que este visualizada la tensión entre fases (V_{p-p}) o la tensión entre fase y neutro (V_{p-n})

La opción **[CONTRAST]** permite variar el contraste del display del AR5. Para incrementar el contraste se utiliza la tecla **[↑]** y mediante la tecla **[↓]** se puede disminuir el mismo.



Menú RUN

Esta opción activa o desactiva el registro de datos en memoria.

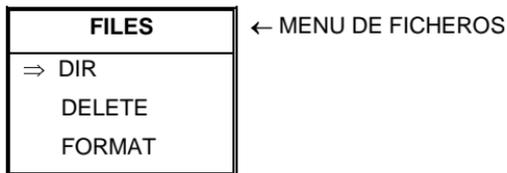
RUN

Run / Stop

- Mediante las teclas [**▼**], [**▲**] se selecciona RUN o STOP.
- [**ENTER**] para validar o [**ESC**] para salir sin validar.

Menú FILES

La memoria interna del equipo va guardando datos hasta la totalidad de su capacidad. Una vez está llena ya no guardará nuevos registros, ni perderá los que ya tiene guardados. Cuando la memoria está llena, aparece el mensaje de ***“MEMORY FULL”***.



Dentro del menú **[FILES]** existen las opciones:

- **[DIR]** que permite ver los distintos ficheros guardado en la memoria del equipo.
- La opción **[DELETE]** que permite borrar ficheros de la memoria interna.
- La opción **[FORMAT]** que permite formatear la memoria interna y borrarla completamente.

Menú CLEAR.

Esta opción permite el borrado de datos.

CLEAR
⇒ ENERGY
MAX/MIN

← MENU DE BORRADO DE DATOS

Borrado de contadores de energía.

Borrado de máximos y mínimos.

El menú **[CLEAR]** dispone de dos opciones para poner a cero estos valores:

ENERGY: se utiliza para colocar los contadores de energía a cero.

MAX/MIN: está opción se utiliza para anular los valores máximos y mínimos.

4.2.9.- Aplicación

Armónicos.

El funcionamiento del analizador de redes AR5 con el Programa “Analizador de Armónicos” permite el almacenamiento de formas de onda para su posterior estudio con el PC.

Desde el mismo analizador, se podrán visualizar distintos parámetros independientemente del registro. Por ejemplo: Se podrá visualizar la descomposición armónica de una señal, mientras se registran valores de energía.

Desde el PC se puede ver la descomposición armónica de la señal capturada por el AR5. Dependiendo del tipo de fichero escogido (“Harm. 30” o “Harm. 50”) esta descomposición se realizará hasta el armónico 30 ó 50.

Flicker.

Con el programa Flicker, se podrá visualizar y registrar tanto los valores de tensión, corriente, potencia... como los valores de Flicker, RMS Flicker, Pst...

4.2.10.- Normas utilizadas para la colocación del analizador de redes AR5.

Se deben tener en cuenta las normas de instalación que se describen en el Manual del AR5 (Instalación y Puesta en Marcha, Formas de Instalación y Características Técnicas del Equipo).

Con el equipo conectado, los bornes pueden ser peligrosos al tacto, y la apertura de cubiertas o eliminación de elementos puede dar acceso a partes

peligrosas al tacto. Este equipo ha sido diseñado conforme a la norma CEI-348, y se suministra en condiciones de buen funcionamiento.

4.2.11.- Procedimiento de pruebas de campo utilizando el analizador de redes AR5.

Los siguientes pasos identifican las consideraciones básicas que el Técnico de Campo debe considerar para la realización del estudio de la Calidad de Energía del Campo a su cargo, los pasos básicos son los siguientes:

1. Preparar un diagrama Unifilar del Campo hacer analizado, debe incluirse todas las componentes significativas del sistema, como son:
 - Los KVA's de cortocircuito o la reactancia equivalente del sistema eléctrico a estudiar.
 - En el caso de que exista generación local, los KVA's nominales de cada generador y el valor de su reactancia subtransitoria (X''_d).
 - El número de generadores que operan en paralelo y su voltaje.
 - La potencia en HP o KW, su X''_d , el factor de potencia de todos los motores eléctricos.
 - La potencia en KVA's y las impedancias de los transformadores.
 - En el caso de que existan reactores limitadores de corriente, el valor nominal de su potencia en KVA y el de su reactancia.
 - El valor de la reactancia y resistencia de los cables de potencia. Sino tenemos este dato, entonces necesitamos conocer el tamaño y tipo del conductor, su longitud.

Todo lo indicado nos ayudará a determinar la Capacidad de Cortocircuito del sistema en el Punto de Acoplamiento Común.

2. Definir en el diagrama unifilar el punto de acoplamiento común (PCC). Éste punto es donde el variador se conecta con las otras cargas del sistema. Cuando existe solo un variador, el primario del transformador reductor de voltaje es el PCC. Para múltiples variadores el PCC será generalmente un solo punto dónde los efectos combinados de los drive's podrían crear problemas.
3. Luego de definido el PCC, se debe colocar el Analizador de redes siguiendo las medidas de seguridad habituales, así como las distintas advertencias que a continuación se indican.

Instrucciones de conexión.

Antes de conectar el analizador es necesario comprobar los siguientes puntos:

- a) Tensión de alimentación: A través del alimentador externo.
Entrada de red 230V AC \pm 15 % / salida al AR5 12 V DC
- b) Frecuencia: 45...65 Hz.
- c) Tensión máxima en el circuito de medida de tensión:
 - ✓ 500 V AC fase – neutro.
 - ✓ 866 V AC entre fases.
 - ✓ A través de transformadores de tensión (relación programable).
- d) Corriente máxima medida: según pinza que se utilice.

Con pinza CP-2000-200	20 a 2000 de AC (escala 2000)
-----------------------	-------------------------------

	A) 2 a 200 A de AC(escala 200 A)
Con pinza CPR-1000	10 a 100 A de AC
Con pinza CPR-500	5 a 500 A de AC
Con pinza CP-200 (M1-U)	2 a 200 A de AC
Con pinza CP-100 (M1-U)	1 a 100 A de AC
Con pinza CP-5	50 mA a 5 A de CA

NOTA:

- Se aconseja medir siempre en la parte alta de la escala del analizador para obtener mejor precisión.
- Si el voltaje en el PCC no es de las características de tensión de medida del analizador, buscar un punto de referencia de baja tensión para el PCC.

Para iniciar las mediciones con el instrumento:

- e) Conectar la alimentación del aparato mediante el alimentador 230 V AC / 12 V DC, utilizando los cables suministrados. Es importante conectar la toma a tierra par evitar interferencias sobre el aparato.
- f) Colocar las pinzas de tensión en cada una de las fases de la red que se quiere medir, y el neutro si está disponible en la instalación.

- g) Colocar las pinzas de corriente en los conductores correspondientes a cada fase. Cada fase de corriente tiene que coincidir con su fase de tensión.
- h) Respetar las formas de conexión indicadas en los esquemas para obtener las lecturas de las potencias, FP, y energías de forma correcta.

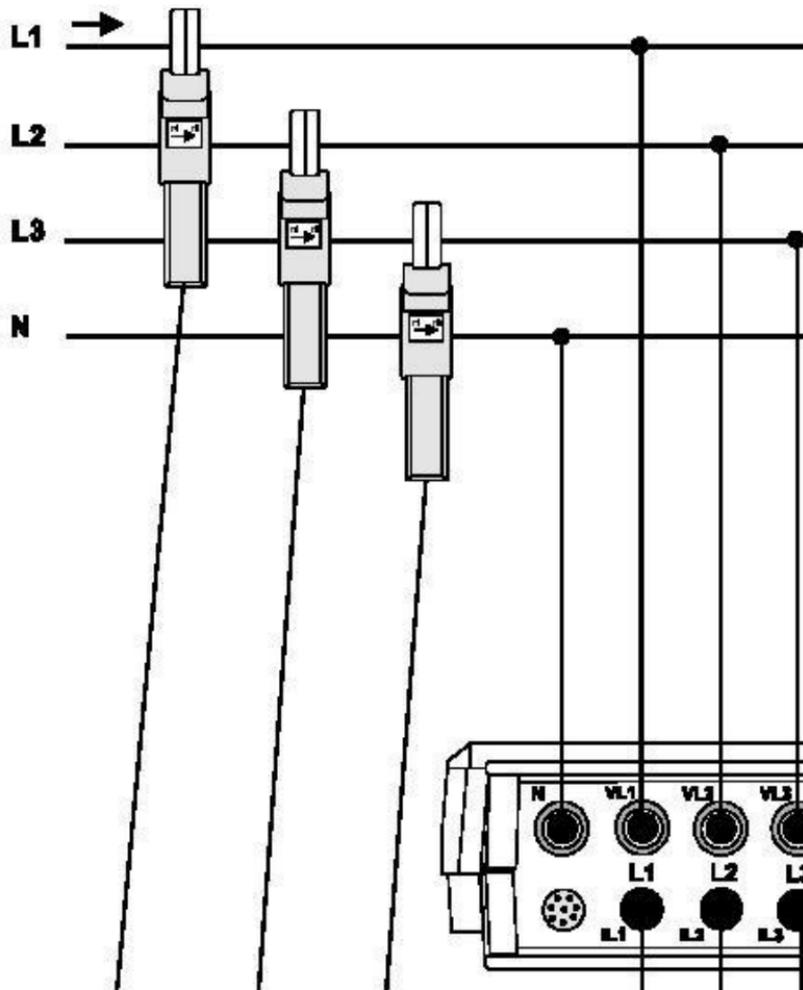


Fig. No. 4.2. Esquema de conexión trifásico.

Para poner en marcha el aparato:

- i) Pulsar el interruptor **<ON>**, que se encuentra en el frontal del analizador. Tras la puesta en marcha aparece en el display la pantalla de presentación del AR5. En este momento se permite elegir el programa con el que se desea que funcione el AR5.
 - j) Después de unos instantes, se presenta una pantalla donde se indica el programa que se ha elegido. Aparece también el modelo del AR5.
 - k) Después de unos segundos aparecerán en el display los parámetros principales de la red.
4. El seteo del Analizador de Redes para las diferentes mediciones se deberá realizar basándose en la norma del CONELEC No.004/01 (Apartado 2.1) que nos indica a que intervalo y durante que tiempo deben realizarse las mediciones para los diferentes estudios.
- Es necesario indicar que si los parámetros son constantes (para el caso de EPS: frecuencia, voltaje, corriente, torque, etc.), la persona encargada de realizar las mediciones, luego de un análisis preliminar en base a estos datos, puede determinar a que intervalo y durante que tiempo realizará las mediciones.
5. Una vez completadas las mediciones de la calidad de energía, retire el analizador de redes teniendo presente las medidas de seguridad cuando se trabaja con energía eléctrica.

6. Calcular la capacidad de cortocircuito del sistema en el PCC para cada variador mediante el empleo del diagrama unifilar.
7. Usando la ecuación 2.1 halle la relación de cortocircuito para cada variador en su PCC respectivo.

La relación de cortocircuito nos sirve para obtener los límites de distorsión armónica de corriente expresada en la tabla 2.6.

8. Descargue los datos medidos hacia un PC grabando con un nombre que permita identificar que tipo de mediciones se realizó, N° de Pozo y Nombre del Campo.
9. Analice y compare los datos de voltaje descargados en el PC con la tabla No. 2.5 o con la tabla No. 2.1 que se refieren a los límites de distorsión armónica total de voltaje para medio y alto voltaje respectivamente.
10. Compare los límites de distorsión de corriente de la tabla 2.6 con los datos de corriente descargados en el PC.
11. Para señales eléctricas inferiores a la fundamental (Efecto Flicker), la medida para tiempos cortos no debe ser mayor a la unidad.

4.2.12.- Toma de datos.

La toma de datos en campo fueron realizados en variadores de 6 y 12 pulsos trabajando, la medición de los parámetros se realizó en cada variador corriendo, por una hora en periodos de 30 segundos, puesto que se hizo un análisis preliminar, donde las primeras curvas nos dieron como resultado datos constantes (corriente, torque, voltaje, potencia, etc.), razón por la cual no tenía sentido medir 12 horas o más, ya que los datos eran los mismos con ligeras variaciones.

4.2.6.1.- Entrada al transformador (2400 V)

Pozo I-A1

- Variador de 6 pulsos.
- Potencia: 519KVA
- %THD de tensión: 10.2%, %THD de corriente: 37.9%.
- Armónicos en tensión, predomina el 5to armónico durante todo el periodo de medición, con un valor máximo de 6.4%.
- Armónicos en corriente, predomina el 5to armónico durante todo el periodo de medición, con un valor máximo de 36.4%.
- Factor de potencia: 0.45.

Pozo I-A2

- Variador de 12 pulsos.
- Potencia: 1000KVA
- %THD de tensión: 10.7%, %THD de corriente: 13.1%.
- Armónicos en tensión, predomina el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 7.8%.

- Armónicos de corriente, predomina el 11vo armónico durante todo el tiempo de medición con un valor máximo de 7.6%.
- Factor de potencia: 0.75

Pozo I-02

- Variador de 12 pulsos
- Potencia: 1000KVA
- %THD de tensión: 10.6%, %THD de corriente: 10.1%.
- Armónicos de tensión, predominan el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 9.2%.
- Armónicos en corriente, predomina el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 6.6%.
- Factor de potencia: 0.96.

Pozo I-06

- Variador de 12 pulsos.
- Potencia: 1000KVA
- % THD de tensión: 10.9%, % THD de corriente: 11.2%
- Armónicos en tensión, predomina el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 9.7%.
- Armónicos en corriente, predomina el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 6.6%.
- Factor de potencia: 0.97.

Pozo I-07

- Variador de 6 pulsos.
- Potencia: 519KVA
- % THD de tensión: 10.5%, % THD de corriente: 57.8%.
- Armónicos en tensión, predomina el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 7.9%.
- Armónicos en corriente, predomina el 5to armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 61.1%.
- Factor de potencia: 0.62.

Pozo G-B2

- Variador de 12 pulsos.
- Potencia: 1000KVA
- % THD de tensión: 9.1%, % THD de corriente: 10.7%.
- Armónicos en tensión, predominando el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 8%.
- Armónicos en corriente, predomina el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 5.1%.
- Factor de potencia: 0.96.

Pozo G-B8

- Variador de 12 pulsos.

- Potencia: 1000KVA
- % THD de tensión: 10.9%, % THD de corriente: 11.4%.
- Armónicos en tensión, predomina el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 9.2%.
- Armónicos en corriente, predomina el 13vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 5.6%.
- Factor de potencia: 0.72.

Pozo G-B10

- Variador de 12 pulsos.
- Potencia: 1000KVA
- % THD de tensión: 8.5%, %THD de corriente: 16%.
- Armónicos en tensión, predomina el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 5.5%.
- Armónicos en corriente, predomina el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 10.8%.
- Factor de potencia: 0.45.

Pozo G-B11

- Variador de 12 pulsos.
- Potencia: 1000KVA
- % THD de tensión: 6.4%, % THD de corriente: 16.1%.

- Armónicos en tensión, predomina el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 5.9%.
- Armónicos en corriente, predomina el 13vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 11.2%.
- Factor de potencia: 0.44.

Pozo G-B23

- Variador de 6 pulsos.
- Potencia: 1000KVA
- % THD de tensión: 10.5%, % THD de corriente: 53.2%.
- Armónicos en tensión, predomina el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 7.8%.
- Armónicos en corriente, predominando el 5to armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 55.9%.
- Factor de potencia: 0.84.

Pozo G-B26

- Variador de 6 pulsos.
- Potencia: 519KVA
- % THD de tensión: 10.1%, % THD de corriente 48.2%.
- Armónicos en tensión, predomina el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 7.6%.

- Armónicos en corriente, predomina el 5to armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 51%.
- Factor de potencia: 0.15.

Pozo G-B29

- Variador de 12 pulsos.
- Potencia: 1000KVA
- % THD de tensión: 6.8%, % THD de corriente 17.6%.
- Armónicos en tensión, predomina el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 5.6%.
- Armónicos en corriente, predomina el 13vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 13%.
- Factor de potencia: 0.48.

Pozo D-1

- Variador de 12 pulsos.
- Potencia: 1000KVA
- % THD de tensión: 7.2%, % THD de corriente: 45.9%.
- Armónicos en tensión, predominando el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 6.4%.
- Armónicos en corriente, predominando el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 40.9%.
- Factor de potencia: 0.44.

Pozo D-B1

- Variador de 12 pulsos.
- Potencia: 1000KVA
- % THD de tensión: 9.5%, % THD de corriente: 11.9%.
- Armónicos en tensión, predominando el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 6.6%.
- Armónicos en corriente, predominando el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 9.6%.
- Factor de potencia: 0.99.

Pozo D-B9

- Variador de 12 pulsos.
- Potencia: 1000KVA
- % THD de tensión: 9.5%, % THD de corriente: 9.8%.
- Armónicos en tensión, predominando el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 7.4%.
- Armónicos en corriente, predominando el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 7%.
- Factor de potencia: 0.75

Pozo A-C5

- Variador de 12 pulsos.

- Potencia: 1000KVA
- % THD de tensión: 6.5%, % THD de corriente: 14%.
- Armónicos en tensión, predominando el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 4%.
- Armónicos en corriente, predominando el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 12%.
- Factor de potencia: 0.68.

Pozo A-C7

- Variador de 12 pulsos.
- Potencia: 1000KVA
- % THD de tensión 8.9%, % THD de corriente 9.1%.
- Armónicos en tensión, predominando el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 7.2%.
- Armónicos de corriente, predominando el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 5.1%.
- Factor de potencia: 0.53.

Pozo A-B4

- Variador de 6 pulsos.
- Potencia: 519KVA
- % THD de tensión: 11.3%, % THD de corriente: 36.4%.

- Armónicos en tensión, predominando el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 7.1%.
- Armónicos en corriente, predominando el 5to armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 36.6%.
- Factor de potencia: 0.94.

Pozo A-A4

- Variador de 12 pulsos.
- Potencia: 1000KVA
- % THD de tensión: 7.3%, % THD de corriente: 11.4%.
- Armónicos en tensión, predominando el 23 armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 3%.
- Armónicos en corriente, predominando el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 9.3%.
- Factor de potencia: 0.98.

Pozo T-B2

- Variador de 6 pulsos.
- Potencia: 519KVA
- % THD de tensión: 4.9%, % THD de corriente: 66%.
- Armónicos en tensión, predominando el 5to armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 2.8%.

- Armónicos en corriente, predominando el 5to armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 70.7%.
- Factor de potencia: 0.78.

Pozo C-A5

- Variador de 12 pulsos.
- Potencia: 1000KVA
- % THD de tensión: 8.3%, % THD de corriente: 8.3%.
- Armónicos en tensión, predominando el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 4.6%.
- Armónicos en corriente, predominando el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 7.9%.
- Factor de potencia: 0.83.

C-A8

- Variador de 12 pulsos.
- Potencia: 1000KVA
- % THD de tensión 7.3%, % THD de corriente 11%.
- Armónicos en tensión, predominando el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 4.2%.
- Armónicos de corriente, predominando el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 7.9%.
- Factor de potencia: 0.75

XI.- ANALISIS DE RESULTADOS.

5.1.- Análisis en la línea de alimentación

5.1.1.- Distorsión Armónica de voltaje

% THD Vn en los Variadores

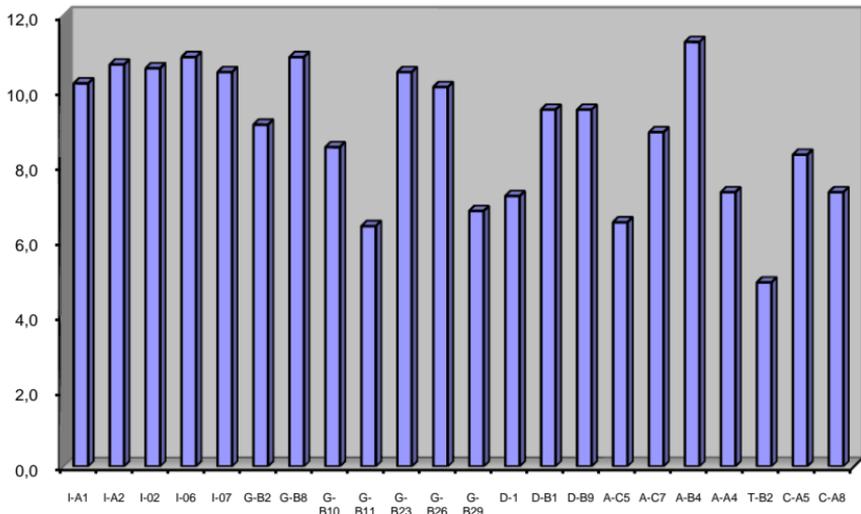


Fig. No. 5.1. Distorsión armónica total de tensión producida por los variadores.

Análisis de los tres armónicos en voltaje más altos de cada variador, con respecto a la norma del CONELEC 004/01 citada en la Tabla No. 2.1.

Pozo I-A1

Armónicos más altos	Valor máx. (%)	Sobrepasa la norma

5	6.4	SI
7	1.9	NO
11	4.1	SI

Pozo I-A2

Armónicos más altos	Valor máx. (%)	Sobrepasa la norma
5	3.5	NO
11	7.8	SI
23	2.3	SI

Pozo I-02

Armónicos más altos	Valor máx. (%)	Sobrepasa la norma
5	3.9	NO
11	9.2	SI
23	2.8	SI

Pozo I-06

Armónicos más altos	Valor máx. (%)	Sobrepasa la norma
5	3.3	NO

11	9.7	SI
23	3.0	SI

Pozo I-07

Armónicos más altos	Valor máx. (%)	Sobrepasa la norma
5	5.1	NO
7	3.7	NO
11	7.9	SI

Pozo G-B2

Armónicos más altos	Valor máx. (%)	Sobrepasa la norma
5	2.6	NO
11	8.0	SI
23	1.9	SI

Pozo G-B8

Armónicos más altos	Valor máx. (%)	Sobrepasa la norma
5	2.8	NO
11	9.2	SI

23	2.4	SI
----	-----	----

Pozo G-B10

Armónicos más altos	Valor máx. (%)	Sobrepasa la norma
5	3.1	NO
11	5.5	SI
13	3.7	SI

Pozo G-B11

Armónicos más altos	Valor máx. (%)	Sobrepasa la norma
7	1.9	NO
11	5.9	SI
13	3.3	SI

Pozo G-B23

Armónicos más altos	Valor máx. (%)	Sobrepasa la norma
5	5.3	NO
7	3.9	NO

11	7.8	SI
----	-----	----

Pozo G-B26

Armónicos más altos	Valor máx. (%)	Sobrepasa la norma
5	4.8	NO
7	3.6	NO
11	7.6	SI

Pozo G-B29

Armónicos más altos	Valor máx. (%)	Sobrepasa la norma
7	2.0	NO
11	5.6	SI
13	2.0	NO

Pozo D-1

Armónicos más altos	Valor máx. (%)	Sobrepasa la norma
5	2.7	NO
7	2.2	NO

11	6.4	SI
----	-----	----

Pozo D-B1

Armónicos más altos	Valor máx. (%)	Sobrepasa la norma
11	6.6	SI
13	3.0	NO
23	3.1	SI

Pozo D-B9

Armónicos más altos	Valor máx. (%)	Sobrepasa la norma
5	2.2	NO
11	7.4	SI
23	2.3	SI

Pozo A-C5

Armónicos más altos	Valor máx. (%)	Sobrepasa la norma
5	1.6	NO
7	2.5	NO
11	4.0	SI

Pozo A-C7

Armónicos más altos	Valor máx. (%)	Sobrepasa la norma
5	2.8	NO
7	2.6	NO
11	7.2	SI

Pozo A-B4

Armónicos más altos	Valor máx. (%)	Sobrepasa la norma
5	7.0	SI
11	7.1	SI
23	2.4	SI

Pozo A-A4

Armónicos más altos	Valor máx. (%)	Sobrepasa la norma
5	2.9	NO
11	2.9	NO
23	3.0	SI

Pozo T-B2

Armónicos más altos	Valor máx. (%)	Sobrepasa la norma
5	2.8	NO
7	1.3	NO
11	2.5	NO

Pozo C-A5

Armónicos más altos	Valor máx. (%)	Sobrepasa la norma
5	3.2	NO
11	4.6	SI
23	2.8	SI

Pozo C-A8

Armónicos más altos	Valor máx. (%)	Sobrepasa la norma
5	2.7	NO
11	4.2	SI
23	2.6	SI

5.1.2.- Distorsión armónica de corriente.

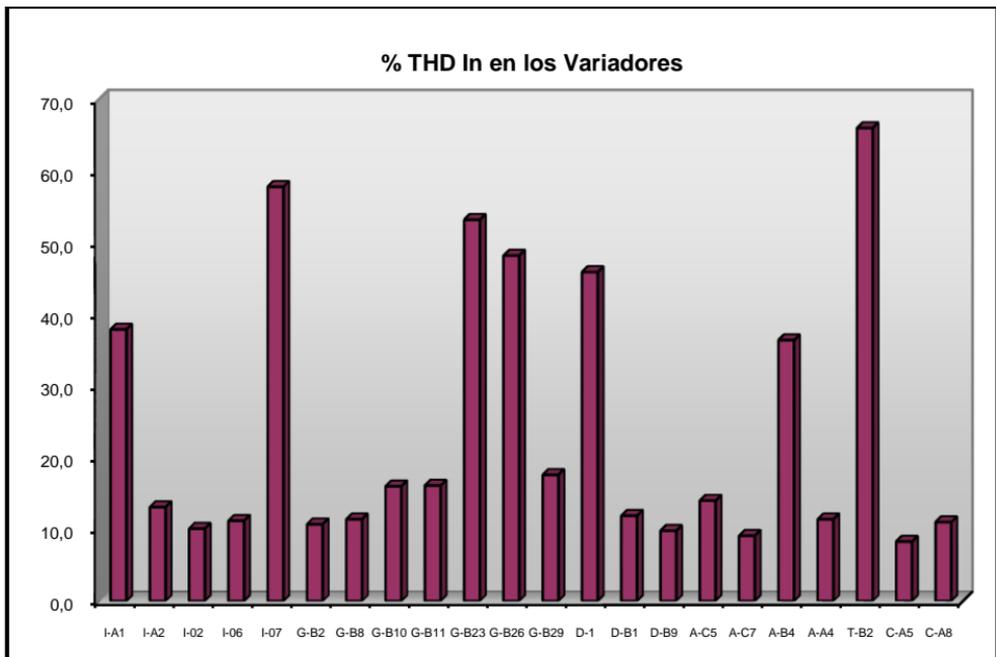


Fig. No. 5.2. Distorsión armónica total de corriente producida por los variadores.

5.1.3.- Factor de Potencia

Un valor bajo o alto de factor de potencia depende, en la mayoría de los casos de la carga del motor. La carga del motor a su vez está relacionada a la frecuencia y voltaje de salida del variador.

Análisis en la carga.

Distorsión Armónica.

En la salida de los variadores, predomina el 5to armónico tanto en corriente como en voltaje con valores muy altos debido a la distorsión típica producida por el inversor de salida, que produce una forma de onda de seis pulsos.

Pozo I-A1

	VOLTAJE		CORRIENTE	
	%H5	%THD	%H5	%THD
L1	19.2	29.8	25.3	28.7
L2	20.7	29.0	25.8	29.5
L3	20.8	28.9	25.7	29.1

Pozo I-A2

	VOLTAJE		CORRIENTE	
	%H5	%THD	%H5	%THD
L1	18.6	26.2	23.2	25.8
L2	19.7	28.2	23.2	26.0
L3	19.6	28.2	22.6	25.1

L1	18.1	26.5	27.
L2	20.0	28.4	26.
L3	19.6	28.7	26.

Pozo I-06

	VOLTAJE		
	%H5	%THD	
L1	18.9	26.7	21.
L2	19.5	28.4	21.
L3	19.6	28.3	21.

Pozo I-07

	VOLTAJE		
	%H5	%THD	
L1	19.0	26.7	23.
L2	19.8	28.9	26.
L3	19.9	29.3	22.

Pozo G-B2

	VOLTAJE		%H
	%H5	%THD	
L1	18.8	26.6	25.1
L2	19.8	29.1	24.1
L3	20.2	28.6	26.1

Pozo G-B8

	VOLTAJE		%H
	%H5	%THD	
L1	18.6	26.3	22.1
L2	19.8	28.4	22.1
L3	19.9	29.1	22.1

Pozo G-B10

	VOLTAJE		%H
	%H5	%THD	
L1	17.3	26.3	25.1
L2	20.0	29.2	27.1
L3	20.1	28.3	27.1

Pozo G-B23

	VOLTAJE		
	%H5	%THD	%H
L1	18.6	28.9	29.9
L2	20.4	29.5	28.9
L3	21.1	29.9	30.0

Pozo G-B26

	VOLTAJE		
	%H5	%THD	%H
L1	20.4	28	23.9
L2	21.3	30.0	25.9
L3	20.7	28.7	20.9

Pozo G-B29

	VOLTAJE		CORRI
	%H5	%THD	%H5
L1	19.6	27.1	26.0
L2	19.9	29.5	25.2
L3	19.9	29.6	25.1

Pozo D-1

	VOLTAJE		
	%H5	%THD	%H
L1	11.1	47.1	13.
L2	3.3 (H9)	39.6	13.
L3	2.8 (H5)	41.9	20

Pozo D-B1

	VOLTAJE		
	%H5	%THD	%H
L1	19.0	26.0	23.
L2	19.7	28.4	22.
L3	19.6	28.1	22.

Pozo D-B9

	VOLTAJE		
	%H5	%THD	%H
L1	18.7	26.4	25.
L2	19.4	28.1	23.
L3	19.7	28.2	23.

Pozo A-C5

	VOLTAJE		
	%H5	%THD	%H
L1	18.9	26.6	11.
L2	19.9	29.2	10.
L3	20.1	29.5	12.

Pozo A-C7

	VOLTAJE		
	%H5	%THD	%H
L1	18.0	26.3	24.
L2	19.5	28.5	27.
L3	19.6	28.9	27.

Pozo A-B4

	VOLTAJE		
	%H5	%THD	%H
L1	22.2	30.5	27.
L2	19.9	29.4	26.

L3	20.2	29.8	27.
-----------	------	------	-----

Pozo A-A4

	VOLTAJE		%H
	%H5	%THD	
L1	18.7	26.4	25.
L2	19.4	28.1	23.
L3	19.7	28.2	23.

Pozo T-B2

	VOLTAJE		%H
	%H5	%THD	
L1	18.9	27.6	37.
L2	19.8	29.2	36.
L3	20.0	29.0	36.

Pozo C-A5

	VOLTAJE		%H
	%H5	%THD	
L1	18.9	26.1	22.

L2	19.3	28.2	21.
L3	19.7	28.2	22.

Pozo C-A8

	VOLTAJE		
	%H5	%THD	%H5
L1	17.6	26.0	21.9
L2	19.8	28.1	23.3
L3	19.5	28.5	23.1

5.2.- Análisis general.

- El valor promedio en % THD de voltaje para los 6 variadores de 6 pulsos analizados es de 9.6%, la norma CONELEC 004/01 da un 8% como máximo, por lo que como podemos observar en los datos que tan solo uno está dentro de la norma.
- La norma estadounidense IEEE 519 indicada en la tabla 2.6, para Sistemas que aplican convertidores nos da un de THD de voltaje de 10%, cumpliendo con esta norma solo un variador de 6 pulsos.
- El valor promedio en % THD de voltaje para los 16 variadores de 12 pulsos analizados es de 8.7%, la norma de CONELEC 004/01 indica como

máximo de THD de 8%, en los datos se observa que 10 de estos variadores están fuera de la norma.

- Para la norma estadounidense IEEE 519 que nos indica un porcentaje de THD de 10%, solo cumplen 12 variadores con dicho estándar.
- El valor promedio en % THD de corriente para los variadores de 6 pulsos analizados es de 42.9%, siendo el máximo valor de THD de 66% del pozo TB-2.
- El valor promedio en % THD de corriente para los variadores de 12 pulsos analizados es de 14.2%, siendo el máximo valor de THD de 45.9 del pozo D1
- El efecto flicker abarca un rango característico de 0.5 a 30 Hz, debido a que estas fluctuaciones de tensión no suelen tener una amplitud superior al $\pm 10\%$ y se presentan cuando el VSD trabaja a bajas frecuencias, es decir, si el VSD arrancar a una frecuencia extremadamente baja; la compañía a la que va dirigida este estudio creyó conveniente no realizar pruebas para este tipo de perturbación.

XII.-

XIII.-

XIV.- CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

6.1.- CONCLUSIONES

- Los VSD's por estar constituidos de dispositivos no lineales, entregan a la red corrientes no sinusoidales que se ve reflejada en el voltaje de alimentación por la impedancia interna del variador, estas deformaciones producen la denominada potencia de distorsión la cual disminuye el factor de potencia.
- Los armónicos característicos de un convertor de 6 pulsos son: el 5to, 7mo, 11vo, 13vo, etc., obtenidos en forma teórica mediante la ecuación No. 1.17 y que se pudo comprobar mediante el análisis de Fourier en el apartado 3.6.1.2.1, siendo los más problemáticos el 5to y el 7mo según se determino en el espectro de frecuencia.
- Para convertidores de 12 pulsos los armónicos característicos son: 11vo, 13vo, 23ro, 25to, etc., cumpliendo con la ecuación No. 1.17 y con el análisis de Fourier para este convertor (apartado 3.6.1.2.1.1.), siendo los de mayor relevancia el 11vo y el 13vo. Aunque las armónicas características de convertidores de 6 pulsos están presentes en la entrada de cada convertor individual, en el punto de acoplamiento común son eliminadas, ya que estas poseen signo contrario.

- Las inductancias de la fuente reducen el valor medio de la tensión en la carga, pero tienen el efecto beneficioso de reducir la magnitud de los armónicos de corriente.
- En la práctica, las corrientes armónicas generadas por los rectificadores de 6 y de 12 pulsos tienen diferentes amplitudes a las indicadas en las tablas 3.2 y 3.4 respectivamente, esto es debido al efecto de la inductancia de la fuente y a reactores que se conectan con los mismos.
- En un variador de velocidad existen armónicos en la entrada y en la Salida, producidas por el rectificador y por el inversor respectivamente.
- El VSD a la entrada, produce armónicos de corriente que vuelven al sistema de alimentación, su magnitud depende del VSD.
- A la salida del VSD existen armónicos que fluyen al ESP, la magnitud de estos armónicos depende del VSD (para nuestro caso, el inversor es de 6 pasos), la carga y el modo de control del inversor.
- Al variar la corriente de entrada al rectificador, varía también la amplitud de las armónicas que se inyectan al sistema. No se modifican ni el orden, ni la secuencia de las armónicas presentes, sólo la amplitud de éstas, ya que la forma de onda de las corrientes es sólo suavizada por el ángulo de conmutación. Sin embargo, la variación que se produce en la amplitud no es significativa.

- Los VSD's experimentan un aumento en la distorsión armónica de corriente de entrada, cuando sus voltajes de salida disminuyen. Como resultado, el Factor de potencia total experimenta alguna reducción.
- La conducta del convertidor de doce pulsos difiere del de seis pulsos en que sus niveles armónicos de corriente no aumentan grandemente con la disminución de la carga.
- Un convertidor de doce pulsos comparado con uno de seis pulsos puede reducir la corriente de distorsión armónica total en un promedio de 8% a 30% aproximadamente.
- En casos donde la capacidad de cortocircuito del sistema es más de veinte veces mayor que la corriente de carga en el VSD, el convertidor de doce pulsos permitirá cumplir en mayor grado con la norma IEEE 519-1992.
- Un mayor número de pulsos en un convertidor, reducirá más los niveles de distorsión armónica de entrada, consiguiendo de esta manera mejorar el factor de potencia ya que se reduce la potencia de distorsión.
- Para un convertidor de un número de pulsos determinado, la distorsión teórica de voltaje decrece cuando la relación de cortocircuito se incrementa. Es decir, mientras más pequeña sea la potencia del

convertidor en comparación a la capacidad de cortocircuito del sistema, menor será la distorsión que introduce.

- El efecto flicker son fluctuaciones de voltaje de baja frecuencia (conocida como subarmónico), abarcan un rango característico de 0.5 a 30 Hz. Estas fluctuaciones de tensión no suelen tener una amplitud superior al $\pm 10\%$, por lo que muchos equipos no se ven afectados por ellas.
- El flicker se percibe en el parpadeo de las bombillas incandescentes conectadas a la red de alimentación que proporciona energía eléctrica al EPS. Esto regularmente sucede al arrancar el Sistema de Bombeo Electrosumergible mediante VSD's que tengan el modo de control PWM.
- El principal efecto de una perturbación de onda (armónicos y/o flicker), es la generación de mayor cantidad de pérdidas en el sistema de distribución, causando calentamiento de los cables y transformadores, haciendo que el sistema de distribución se torne insuficiente. Es decir: para transmitir la misma potencia activa (en Kilo Vatios), en un circuito con armónicos, necesitamos dimensionar la instalación para una potencia aparente (en K VA) mayor.
- El calentamiento excesivo del motor puede reducir la vida del ESP. Cuando existe calentamiento adicional en un motor controlado con un VSD se tiene dos factores principales: incremento de las pérdidas en el

bobinado debido a valores superiores de corriente y pérdidas en el núcleo debido a las componentes elevadas de frecuencia.

- Cuando se emplea un inversor para convertir el voltaje DC en una forma de onda de CA, la forma de onda resultante nunca es una onda sinusoidal perfecta, sino una aproximación. Esto significa que otras componentes de frecuencia están presentes, o en otros términos, la onda presente en el motor está distorsionada. Por consiguiente, los valores de corrientes totales cuando opera un motor con un VSD son más altos que los valores de línea correspondientes. Este aumento del nivel de corriente produce altas pérdidas de resistencia en los bobinados del motor

6.2.- RECOMENDACIONES:

- Para la conexión de los variadores de frecuencia de 6 pulsos es recomendable que el primario del transformador que alimenta al VSD este en conexión delta y el secundario de dicho transformador se conecte en estrella (o en estrella – delta), debido a que mediante esta conexión la rotación de las armónicas de orden $(k*6\pm 1)$ para valores impares de “k”, es decir la 5ta, 7ma, 17ma, 19na, etc., difiere, por lo tanto se obtiene una forma de onda más sinusoidal.
- La alimentación de un VSD de doce pulsos se debe realizar mediante un transformador desfasador o a través de dos transformadores. En ambos casos, la conexión de alimentación del rectificador debe ser uno en

“estrella” y el otro en “delta”. Esto produce un desfase de 30° en los voltajes de alimentación.

- Es recomendable usar convertidores de pulsos múltiples (12, 18, 24 pulsos), con lo cual se consigue reducir los límites de corriente armónica producidas por los VSD's. Puesto que una fuente de perturbaciones puede afectar a las demás cargas que compartan el mismo punto de acoplamiento común.
- Para mediciones de armónicos en VSD's de 12 pulsos, es recomendable que la medición se realice en el primario del transformador de alimentación, ya que en este lado se verá las formas de ondas de este tipo de convertidor que son resultado de la superposición de las ondas de las conexiones en estrella y en delta de los secundarios del transformador desfasador que alimentan a cada rectificador.
- Es recomendable *“de ser posible”* instalar VSD's de mayor cantidad de pulsos para el arranque y control del equipo electrosumergible, ya que estos contribuyen con menor distorsión armónica a la forma de onda fundamental, como se indico en este estudio.
- Procurar trabajar con los variadores funcionando a frecuencia y voltaje nominal, pues en este caso, la distorsión armónica disminuye y el factor de potencia aumenta.

- Con el desarrollo de esta tesis se determinó en forma analítica y matemática como los diferentes bloques de conversión del VSD (Rectificador e Inversor) generan los armónicos tanto al PCC, como al motor electrosumergible. Luego de finalizado este estudio, se recomienda que se realice el estudio e implementación de los diferentes dispositivos utilizados para eliminar o absorber los armónicos producidos tanto por el rectificador como por inversor de un VSD.

BIBLIOGRAFIA

IEEE: “**RECOMMENDED PRACTICES AND REQUIREMENTS FOR HARMONIC CONTROL IN ELECTRICAL POWER SYSTEMS**”; IEEE STD 519-1992.

CONELEC: “**REGULACION No. 004/01**”.

Variable Speed Drives: “**DEFINITIONS, APPLICATIONS & COMPARISONS**”.

Electrospeed GCS: “**TROUBLESHOOTING & APPLICATIONS GUIDE.**”

“**TRANSFORMADORES, CONVERTIDORES**”, Enciclopedia CEAC de Electricidad.

Hart D, “**ELECTRONICA DE POTENCIA**”, Pearson Educación, S. A., Prentice Hall, España, 2001.

Benavent J: “**ELECTRÓNICA DE POTENCIA, TEORÍA Y APLICACIONES**”, Universidad Politécnica de Valencia, Alfaomega, México,

Analizador de Redes AR5, “**MANUAL DE INSTRUCCIONES.**”

González F, **“CALIDAD DE LA POTENCIA ELECTRICA”**, Primera Edición, Guatemala, 1999.

Enlaces:

http://www.conelec.gov.ec/legislacion/legal/regulaciones/rq_cs.htm

<http://www.mems2006.org/>

<http://www.phy.ntnu.edu.tw/ntnujava/viewtopic.php?t=33>

<http://www.infonegocio.com/suomitec/Suomitec/armonicos.htm#introduccion>

http://www.dte.upct.es/docencia/tutoriales/electronica_de_potencia/rectific.htm

<http://mwt.e-technik.uni->

[ulm.de/world/lehre/basic_mathematics/fourier_es/node2.php3](http://mwt.e-technik.uni-ulm.de/world/lehre/basic_mathematics/fourier_es/node2.php3)

ANEXOS

Explicación 6 y 7 de los Anexos B4 y B6 respectivamente, para la conexión Yd11.

Del diagrama de conexión Yd11 (Anexo B4 y B6) planteamos las siguientes ecuaciones:

$$i_{Sec1} = i_{Sec2} + i_{1A}$$

$$i_{Sec2} = i_{Sec3} + i_{1B}$$

$$i_{Sec3} = i_{Sec1} + i_{1C}$$

$$i_{Sec1} + i_{Sec2} + i_{Sec3} = 0$$

$$i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} = 0$$

Las ecuación 1 a 3 son obtenidas mediante el análisis de nodos en el secundario del transformador de alimentación.

Las ecuaciones 4 y 5 son resultado de la condición de un sistema balanceado.

De la ecuación 3:

$$i_{Sec1} = i_{Sec3} - i_{1C}$$

Ecuaciones 1 + 6:

$$i_{Sec1} = i_{Sec2} + i_{1A}$$

$$i_{Sec1} = i_{Sec3} - i_{1C}$$

$$2i_{Sec1} = i_{1A} - i_{1C} + i_{Sec2} + i_{Sec3}$$

Entonces:

$$2i_{Sec1} = i_{1A} - i_{1C} + i_{Sec2} + i_{Sec3}$$

De la ecuación 4:

$$i_{Sec2} + i_{Sec3} = -i_{Sec1}$$

Ecuaciones 7 + 8:

$$2i_{Sec1} = i_{1A} - i_{1C} - i_{Sec1}$$

$$3i_{Sec1} = i_{1A} - i_{1C}$$

$$i_{Sec1} = \frac{i_{1A} - i_{1C}}{3}$$

El mismo análisis se realiza para las corrientes i_{Sec2} e i_{Sec3} obteniendo las siguientes relaciones aplicadas para las corrientes de fase del secundario:

$$i_{Sec2} = \frac{i_{1B} - i_{1A}}{3}, \text{ e}$$

$$i_{Sec3} = \frac{i_{1C} - i_{1B}}{3}$$

Anexo C.1

TENSION MEDIA DE SALIDA DEL RECTIFICADOR DE 6 PULSOS

De la ecuación 3.4:

$$V_O = \frac{p}{\pi} \cdot v_{\max} \cdot \text{sen} \frac{180^\circ}{p} \quad (\text{Ec. 3.4})$$

De donde:

V_O : Tensión media en la carga.

p : Número de pulsos del controlador.

v_{\max} : Es el voltaje pico de la forma de onda.

La tensión media en la carga resulta de la integración del voltaje proveniente de la etapa convertora, es decir: el voltaje rectificado que ingresa a la barra DC.

Convertor de 6 pulsos:

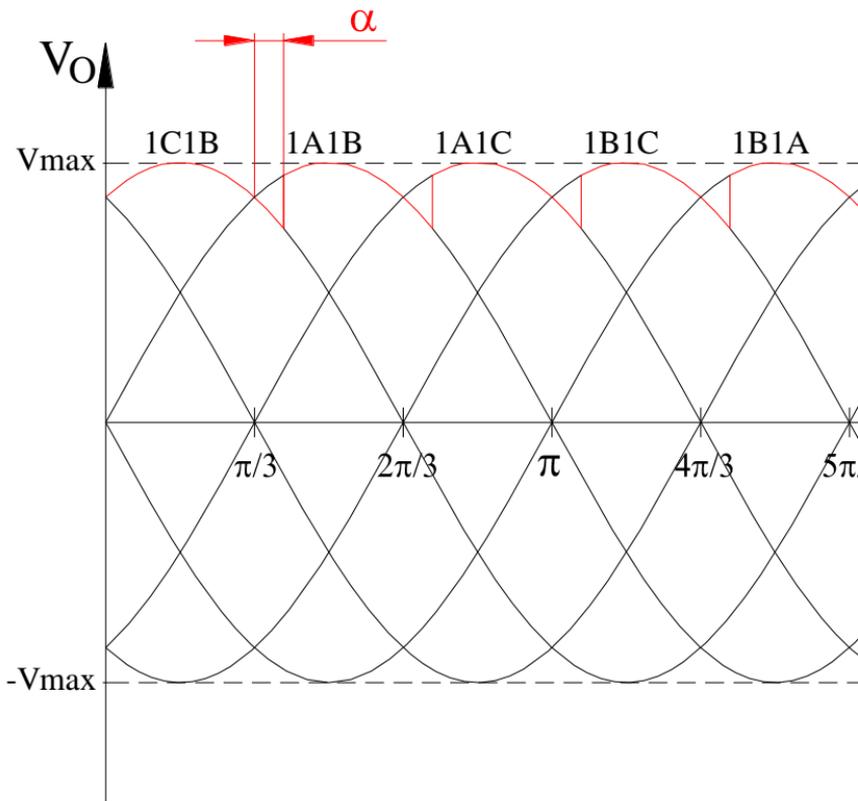


Fig. No. 1. Voltaje rectificado (V_o)

Valor medio del voltaje rectificado

$$V_{dc} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt$$

$$V_o = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3} + \alpha} V \max \sin(\omega t) d\omega t$$

$$V_o = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3} + \alpha} V_{rms} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega t) d\omega t$$

$$V_o = \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{rms}}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3} + \alpha} \sin(\omega t) d\omega t$$

$$V_o = \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{rms}}{\pi} \left[-\cos(\omega t) \Big|_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3} + \alpha} \right]$$

$$V_o = \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{rms}}{\pi} \left[-\left(\cos\left(\frac{2\pi}{3} + \alpha\right) \right) - \left(-\cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \right) \right]$$

$$V_o = \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{rms}}{\pi} \left[-\cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \cdot \cos(\alpha) + \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sin(\alpha) + \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \right]$$

$$V_o = \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{rms}}{\pi} \left[-\cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \cdot \cos(\alpha) + \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \cdot \cos(\alpha) \right]$$

$$V_o = \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{rms}}{\pi} \left[-\left(-\frac{1}{2}\right) \cdot \cos(\alpha) + \left(\frac{1}{2}\right) \cdot \cos(\alpha) \right]$$

$$V_o = \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{rms}}{\pi} \left[\frac{1}{2} \cdot \cos(\alpha) + \frac{1}{2} \cdot \cos(\alpha) \right]$$

$$V_o = \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{rms}}{\pi} \left[\cos(\alpha) \right]$$

ANEXO C.2

TENSION MEDIA DE SALIDA DEL RECTIFICADOR DE 12 PULSOS

Mediante la ecuación 3.4 obtenemos el valor de la tensión media en la carga, la que cita nuevamente:

$$V_o = \frac{p}{\pi} \cdot v_{\max} \cdot \text{sen} \frac{180^\circ}{p}$$

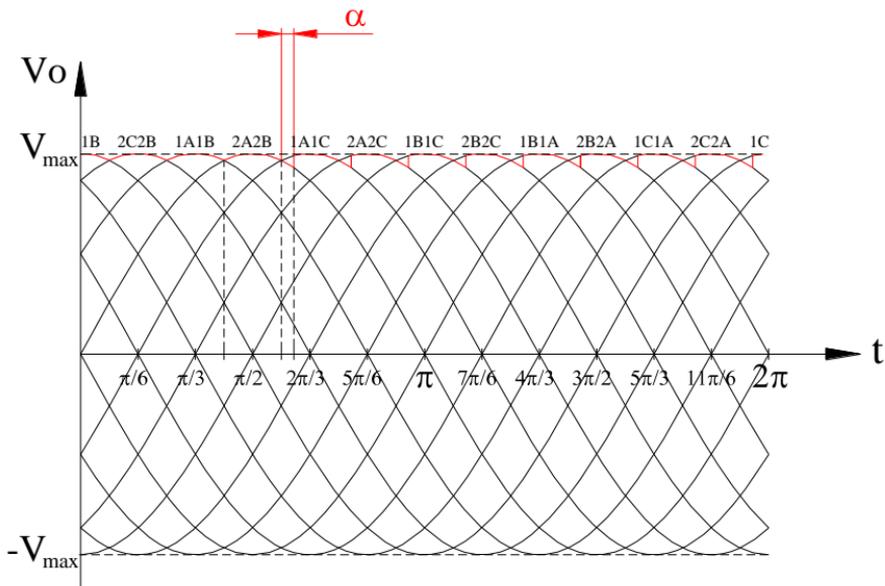
Donde:

V_o = Tensión media en la carga.

P = Número de pulsos del controlador.

V_{\max} = Es el voltaje pico de la forma de onda.

La tensión media en la carga resulta de la integración del voltaje proveniente de la etapa convertora, es decir del rectificador 1 y del rectificador 2 (Figura 3.37).



Las salidas de los dos puentes rectificadores son similares pero desfasadas 30° (transformador desfasador) lo que produce que la tensión total de salida de la etapa convertidora que ingresa a la barra DC sea más continua.

La topología interna del VSD de 12 pulsos consiste en la conexión en paralelo de los dos rectificadores de 6 pulsos, dado que se produce una transición entre los SCR en conducción cada 30° , hay un total de 12 transiciones para cada periodo del generador de alterna, obteniendo una forma

de onda de salida como la indicada en la figura 3.56a cuya magnitud queda expresada en la siguiente ecuación:

$$V_o = \frac{12}{\pi} \cdot v_{\max} \cdot \text{sen}(15^\circ) \cdot \cos\alpha$$

Anexo D.1

Explicación del Factor de Potencia y de la corriente eficaz para el rectificador de 6 pulsos en conexión Yy0.

Factor de potencia:

$$FP = \frac{P}{S}$$

Potencia media en la carga:

$$P = V_o \cdot I_o$$

Voltaje máximo de línea:

$$v_{\max} = v_{1A1B} \cdot \sqrt{2}$$

Donde

$$v_{1A1B} = \text{Voltaje rms}$$

Tensión media en la carga:

$$V_o = \frac{p}{\pi} \cdot v_{\max} \cdot \text{sen} \frac{180^\circ}{p} \cdot \cos \alpha$$

$$V_o = \frac{3}{\pi} \cdot v_{1A1B} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos \alpha$$

Potencia de entrada:

$$S = \sqrt{3}.v_{rms}.i_{rms}$$

De la figura 1 determinamos que la relación de trabajo para este tipo de ondas es:

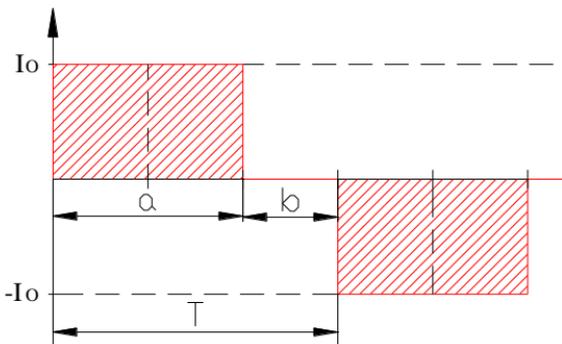


Fig. No. 1 Relación de Trabajo del Convertor de 6 pulsos

$$\delta = \frac{a}{T} = \frac{2}{3}$$

El valor eficaz para la corriente será entonces:

$$I_{rms} = \sqrt{\delta}.I_o$$

Por lo tanto:

$$I_{rms} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot I_O \quad (*)$$

De la ecuación número 1,

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{V_O \cdot I_O}{\sqrt{3} \cdot V_{rms} \cdot I_{rms}} = \frac{\left(\frac{3}{\pi} \cdot V_{1A1B} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos \alpha \right)}{\sqrt{3} \cdot V_{1A1B} \cdot \left(\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \right)}$$

$$FP = \frac{3}{\pi} \cdot \cos \alpha$$

Corriente media en la carga

$$I_O = \frac{3 \cdot \cos \alpha \cdot S}{\pi \cdot V_O}$$

^(*) Valor de Irms mediante integración de la Forma de onda,
Anexo D.2.

Anexo D.2

Corriente eficaz de salida del rectificador de 6 pulsos en conexión Yy0

$$+$$

$$Kj' + jkl'lk'$$

Fig. No. 1 Corriente de Entrada al VSD de 6 Pulsos

$$f_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f(t)^2 \cdot dt}$$

$$I_{rms}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi/3} (I_o)^2 \cdot dt + \int_{2\pi/3}^{4\pi/3} (-I_o)^2 \cdot dt + \int_{5\pi/3}^{2\pi} (I_o)^2 \cdot dt$$

$$I_{rms}^2 = \frac{1}{2\pi} I_o^2 \int_0^{\pi/3} dt + I_o^2 \int_{2\pi/3}^{4\pi/3} dt + I_o^2 \int_{5\pi/3}^{2\pi} dt$$

$$I_{rms}^2 = \frac{I_o^2}{2\pi} \left[t \Big|_0^{\pi/3} + t \Big|_{2\pi/3}^{4\pi/3} + t \Big|_{5\pi/3}^{2\pi} \right]$$

$$I_{rms}^2 = \frac{I_o^2}{2\pi} \left\{ \frac{\pi}{3} + \frac{4\pi}{3} - \frac{2\pi}{3} + 2\pi - \frac{5\pi}{3} \right\}$$

$$I_{rms}^2 = \frac{I_o^2}{2\pi} \left\{ \frac{4\pi}{3} \right\}$$

$$I_{rms}^2 = \frac{4\pi \cdot I_o^2}{2\pi \cdot 3}$$

$$I_{rms}^2 = \frac{2}{3} I_o^2$$

$$I_{rms} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot I_o$$

Anexo D.3

Explicación del Factor de Potencia y de la corriente eficaz para el convertidor de 6 pulsos conexión Dy11.

Factor de potencia:

$$FP = \frac{P}{S}$$

Potencia media en la carga:

$$P = V_o \cdot I_o$$

Voltaje máximo de línea:

$$v_{\max} = v_{1A1B} \cdot \sqrt{2}$$

Donde:

$$v_{1A1B} = \text{Voltaje rms}$$

Tensión media en la carga:

$$\begin{aligned} V_o &= \frac{p}{\pi} \cdot v_{\max} \cdot \text{sen} \frac{180^\circ}{p} \cdot \cos \alpha &= \frac{6}{\pi} \cdot v_{1A1B} \cdot \sqrt{2} \cdot \text{sen} \frac{180}{6} \cdot \cos \alpha \\ V_o &= \frac{3}{\pi} \cdot v_{1A1B} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos \alpha \end{aligned}$$

Potencia de entrada:

$$S = \sqrt{3} \cdot V_{rms} \cdot I_{rms}$$

La figura 1, representa la corriente de entrada al VSD de 12 pulsos, la cual es el resultado de la conexión Triángulo - Estrella del transformador de alimentación.

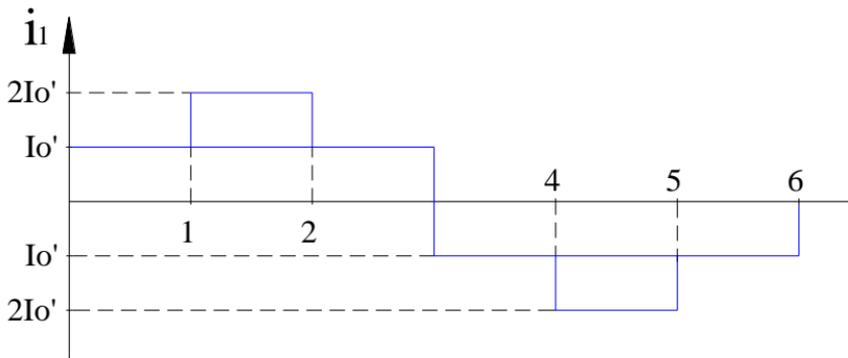


Fig. No. 1 Corriente de Entrada al VSD de 6 Pulsos
Valor Eficaz de la corriente de entrada al VSD en conexión Dy11.

$$f_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f(t)^2 \cdot dt}$$

$$I_{rms}^2 = \frac{1}{6} \left\{ 2 * \left[\int_0^1 (I_o')^2 dt + \int_1^2 (2I_o')^2 dt + \int_2^3 (I_o')^2 dt \right] \right\}$$

$$I_{rms}^2 = \frac{2}{6} \left\{ (I_o')^2 \int_0^1 dt + (I_o')^2 \int_1^2 4 dt + (I_o')^2 \int_2^3 dt \right\}$$

$$I_{rms}^2 = \frac{(I_o')^2}{3} \left\{ t \Big|_0^1 + 4t \Big|_1^2 + t \Big|_2^3 \right\}$$

$$I_{rms}^2 = \frac{(I_o')^2}{3} \left\{ 1 + 8 - 4 + 3 - 2 \right\}$$

$$I_{rms}^2 = \frac{(I_o')^2}{3} \left\{ 6 \right\}$$

$$I_{rms}^2 = 2 \cdot (I_o')^2$$

$$I_{rms} = \sqrt{2} \cdot (I_o')$$

Tomando la ecuación 3.34 escrita en el capítulo 3 donde nos indica que:

$$I_o' = \frac{I_o}{\sqrt{3}}$$

Reemplazo I_o'

$$I_{rms} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot I_o$$

Utilizando la ecuación No. 1 del presente anexo, definimos el factor de potencia:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{V_o \cdot I_o}{\sqrt{3} \cdot V_{rms} \cdot I_{rms}} = \frac{\left(\frac{3}{\pi} \cdot v_{1A1B} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos\alpha \right) \cdot I_o}{\sqrt{3} \cdot V_{1A1B} \cdot \left(\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot I_o \right)}$$

$$FP = \frac{3}{\pi} \cdot \cos\alpha$$

Por lo tanto la corriente media en la carga será:

$$I_o = \frac{3 \cdot \cos\alpha \cdot S}{\pi \cdot V_o}$$

Anexo D.4

Explicación de la corriente eficaz y media para el convertidor de 12 pulsos.

Factor de potencia:

$$FP = \frac{P}{S}$$

Potencia media en la carga:

$$P = V_o \cdot I_o$$

Voltaje máximo de línea:

$$v_{\max} = v_{1A1B} \cdot \sqrt{2}$$

Donde:

$$v_{1A1B} = \text{Voltaje rms}$$

Tensión media en la carga:

$$V_o = \frac{p}{\pi} \cdot v_{\max} \cdot \frac{\text{sen } 180^\circ}{p} \cdot \cos \alpha$$

$$V_o = \frac{12}{\pi} \cdot v_{1A1B} \cdot \sqrt{2} \cdot \text{sen } 15^\circ \cdot \cos \alpha$$

$$V_o = \frac{12}{\pi} \cdot v_{1A1B} \cdot \sqrt{2} \cdot \text{sen}(15) \cdot \cos \alpha$$

Potencia de entrada:

$$S = \sqrt{3} \cdot V_{rms} \cdot I_{rms}$$

La figura 1 representa la forma de onda de corriente del VSD de 12 pulsos, que es el resultado de la superposición de las formas de ondas de las corrientes de entrada a cada uno de las etapas rectificadoras del variador de 12 pulsos:

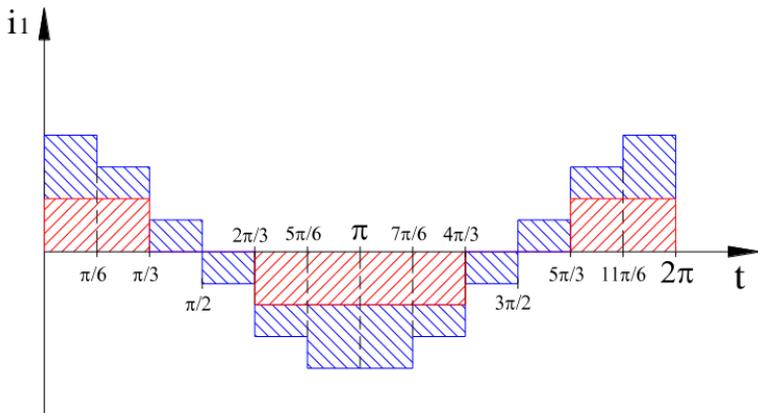


Fig. No. 1. Forma de onda de Corriente del convertidor de 12 pulsos

A continuación se indican las formas de onda de entrada producidas por cada uno de los rectificadores correspondientes a cada secundario del transformador desfasador en conexión: Triángulo – Triángulo y Triángulo – Estrella, según se indican en las figuras 2 y 3 respectivamente.

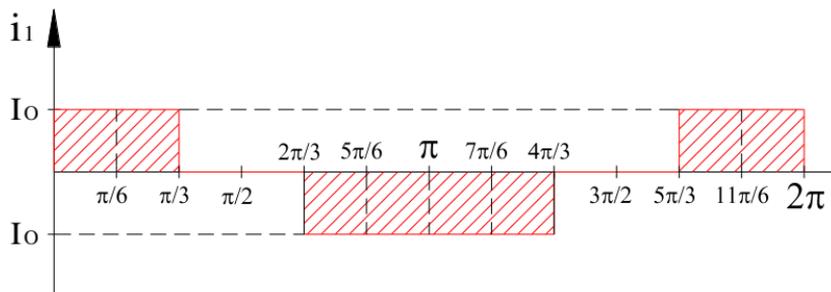


Fig. No. 2 Forma de onda de
Corriente debida a la conexión
Triángulo – Triángulo.

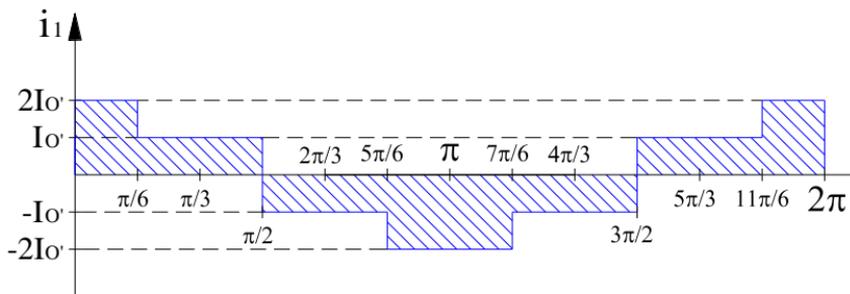


Fig. No. 3 Forma de onda de
Corriente debida a la conexión
Triángulo – Estrella.

En base a los Anexos D: Yy0 y Dy11, se conoce el valor eficaz de las figuras 2 y 3 del presente anexo, quedando la magnitud de la corriente eficaz en el primario del transformador de entrada expresado en la siguiente ecuación:

$$I_{rms} = 2 \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot I_O$$

La corriente rectificadora (entrada a la barra DC), es la suma de la corriente I_{O1} proveniente del rectificador 1 e I_{O2} que es la corriente de salida del rectificador 2 (Figura 3.37) por la conexión en paralelo de dichos rectificadores; por lo tanto la corriente total entregada por la etapa convertora es la indicada por la ecuación:

$$I_O = I_{O1} + I_{O2}$$

De esta manera, en forma matemática el valor de I_o será:

$$I_o = \frac{6 \cdot \cos \alpha \cdot S}{\pi \cdot V_o}$$

Anexo F.

**FORMAS DE ONDA EN LOS SCR's DEL RECTIFICADOR A DIFERENTES
FRECUENCIA DE FUNCIONAMIENTO DEL VARIADOR**

Screen 22/10/2005 9:...

VOLTIOS / AMPERIOS / HZ

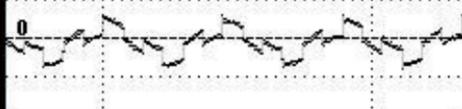
HOLD



0,346 kV_{rms} 21 CF 60,0 Hz

1kV

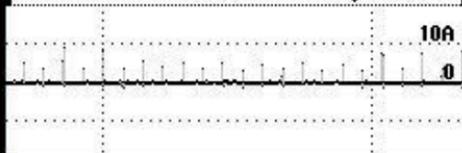
0



OL CF

0,47 A_{rms}

10A

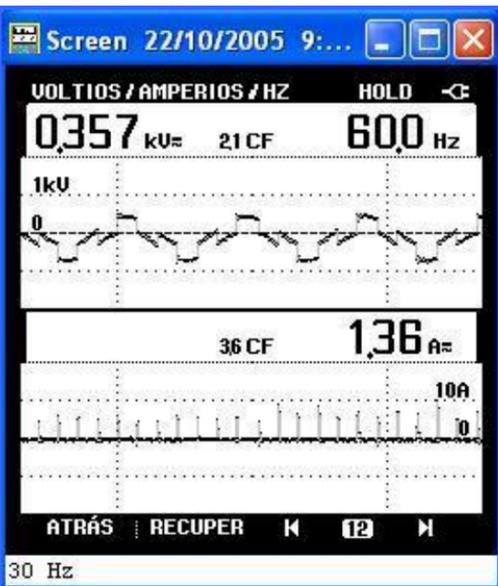


ATRÁS

RECUPER



25 Hz

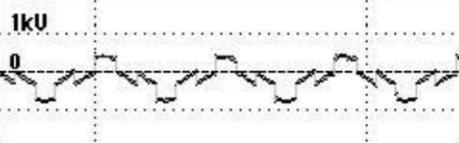


Screen 22/10/2005 9:...

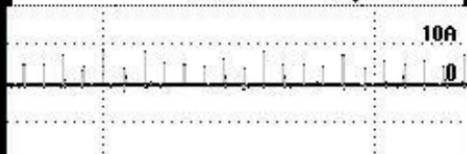
VOLTIOS / AMPERIOS / HZ

HOLD

0,366 kV_{rms} 21 CF 600 Hz



OL CF 0,75 A_{rms}



ATRÁS RECUPER

13

35 Hz



Screen 22/10/2005 9:...



VOLTIOS / AMPERIOS / HZ

HOLD

0,377

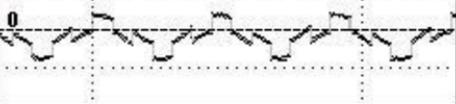
kV \approx

20 CF

60,0

Hz

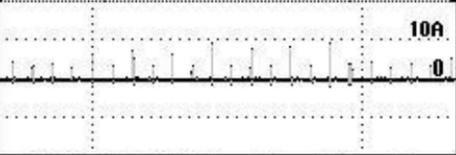
1kV



OL CF

0,47

A \approx



ATRÁS

RECUPER



40 Hz



Screen 22/10/2005 9:...



VOLTIOS / AMPERIOS / HZ

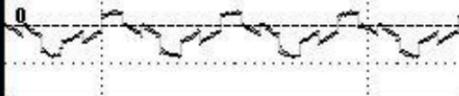
HOLD <

0,388 kV \approx

20 CF

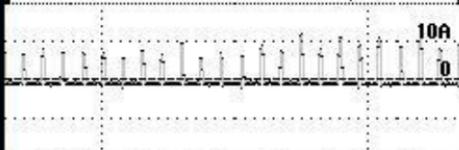
600 Hz

1kV



25 CF

299 A \approx



ATRÁS

RECUPER



15



45 Hz



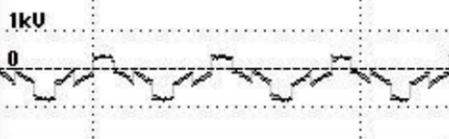
Screen 22/10/2005 9:...



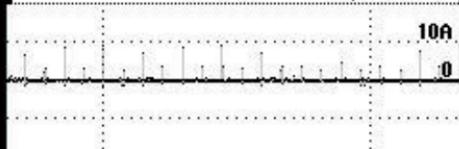
VOLTIOS / AMPERIOS / HZ

HOLD

0,399 kV \approx 20 CF 600 Hz



OL CF 065 A \approx



ATRÁS RECUPER 16

50 Hz

Screen 22/10/2005 9:...

VOLTIOS / AMPERIOS / HZ

HOLD



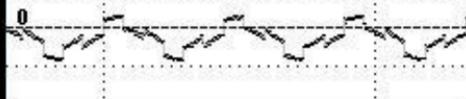
0,410 kV_{rms}

20 CF

600 Hz

1kV

0



OL CF

0,47 A_{rms}

10A



ATRÁS

RECUPER



55 Hz



Screen 22/10/2005 9:...



VOLTIOS / AMPERIOS / HZ

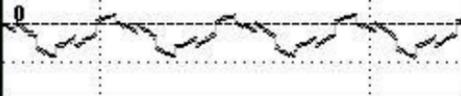
HOLD



0,422 kV_{rms} 20 CF 60,1 Hz

1kV

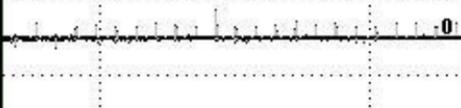
0



51 CF

0,63 A_{rms}

10A



ATRÁS

RECUPER



18



60 Hz

Screen 22/10/2005 9:...

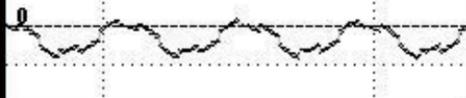
VOLTIOS / AMPERIOS / HZ

HOLD



0.433 kV_{rms} 19 CF 60.1 Hz

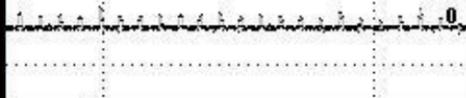
1kV



43 CF

0.97 A_{rms}

10A



ATRÁS

RECUPER



19



65 Hz

Screen 22/10/2005 9:...

VOLTIOS / AMPERIOS / HZ

HOLD



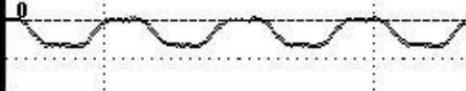
0.426 kV_{rms}

16 CF

600 Hz

1kV

0

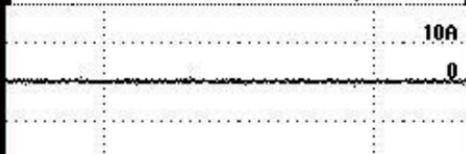


OL CF

0.16 A_{rms}

10A

0



ATRÁS

RECUPER



20



68.75 Hz

Anexo G

DATOS

1. Entrada al transformador (2400 V).

1.1 I-A1

- Variador de 6 pulsos.
- Potencia: 519KVA
- %THD de tensión: 10.2%, %THD de corriente: 37.9%.
- Armónicos en tensión, predomina el 5to armónico durante todo el periodo de medición, con un valor máximo de 6.4%.
- Armónicos en corriente, predomina el 5to armónico durante todo el periodo de medición, con un valor máximo de 36.4%.
- Factor de potencia: 0.45.

1.2 I-A2

- Variador de 12 pulsos.
- Potencia: 1000KVA
- %THD de tensión: 10.7%, %THD de corriente: 13.1%.
- Armónicos en tensión, predomina el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 7.8%.
- Armónicos de corriente, predomina el 11vo armónico durante todo el tiempo de medición con un valor máximo de 7.6%.
- Factor de potencia: 0.75

1.3 I-02

- Variador de 12 pulsos
- Potencia: 1000KVA
- %THD de tensión: 10.6%, %THD de corriente: 10.1%.
- Armónicos de tensión, predominan el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 9.2%.
- Armónicos en corriente, predomina el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 6.6%.
- Factor de potencia: 0.96.

1.4 I-06

- Variador de 12 pulsos.
- Potencia: 1000KVA
- % THD de tensión: 10.9%, % THD de corriente: 11.2%
- Armónicos en tensión, predomina el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 9.7%.
- Armónicos en corriente, predomina el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 6.6%.
- Factor de potencia: 0.97.

1.5 I-07

- Variador de 6 pulsos.
- Potencia: 519KVA

- % THD de tensión: 10.5%, % THD de corriente: 57.8%.
- Armónicos en tensión, predomina el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 7.9%.
- Armónicos en corriente, predomina el 5to armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 61.1%.
- Factor de potencia: 0.62.

1.6 G-B2

- Variador de 12 pulsos.
- Potencia: 1000KVA
- % THD de tensión: 9.1%, % THD de corriente: 10.7%.
- Armónicos en tensión, predominando el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 8%.
- Armónicos en corriente, predomina el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 5.1%.
- Factor de potencia: 0.96.

1.7 G-B8

- Variador de 12 pulsos.
- Potencia: 1000KVA
- % THD de tensión: 10.9%, % THD de corriente: 11.4%.
- Armónicos en tensión, predomina el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 9.2%.

- Armónicos en corriente, predomina el 13vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 5.6%.
- Factor de potencia: 0.72.

1.8 G-B10

- Variador de 12 pulsos.
- Potencia: 1000KVA
- % THD de tensión: 8.5%, %THD de corriente: 16%.
- Armónicos en tensión, predomina el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 5.5%.
- Armónicos en corriente, predomina el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 10.8%.
- Factor de potencia: 0.45.

1.9 G-B11

- Variador de 12 pulsos.
- Potencia: 1000KVA
- % THD de tensión: 6.4%, % THD de corriente: 16.1%.
- Armónicos en tensión, predomina el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 5.9%.

- Armónicos en corriente, predomina el 13vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 11.2%.
- Factor de potencia: 0.44.

1.10 G-B23

- Variador de 6 pulsos.
- Potencia: 519KVA
- % THD de tensión: 10.5%, % THD de corriente: 53.2%.
- Armónicos en tensión, predomina el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 7.8%.
- Armónicos en corriente, predominando el 5to armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 55.9%.
- Factor de potencia: 0.84.

1.11 G-B26

- Variador de 6 pulsos.
- Potencia: 519KVA
- % THD de tensión: 10.1%, % THD de corriente 48.2%.
- Armónicos en tensión, predomina el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 7.6%.
- Armónicos en corriente, predomina el 5to armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 51%.
- Factor de potencia: 0.15.

1.12 G-B29

- Variador de 12 pulsos.
- Potencia: 1000KVA
- Armónicos en tensión, predomina el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 5.6%.
- Armónicos en corriente, predomina el 13vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 13%.
- Factor de potencia: 0.48.

1.13 D-1

- Variador de 12 pulsos.
- Potencia: 1000KVA
- % THD de tensión: 7.2%, % THD de corriente: 45.9%.
- Armónicos en tensión, predominando el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 6.4%.
- Armónicos en corriente, predominando el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 40.9%.
- Factor de potencia: 0.44.

1.14 D-B1

- Variador de 12 pulsos.
- Potencia: 1000KVA
- % THD de tensión: 9.5%, % THD de corriente: 11.9%.
- Armónicos en tensión, predominando el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 6.6%.
- Armónicos en corriente, predominando el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 9.6%.
- Factor de potencia: 0.99.

1.15 D-B9

- Variador de 12 pulsos.
- Potencia: 1000KVA
- % THD de tensión: 9.5%, % THD de corriente: 9.8%.
- Armónicos en tensión, predominando el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 7.4%.
- Armónicos en corriente, predominando el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 7%.
- Factor de potencia: 0.75

1.16 A-C5

- Variador de 12 pulsos.
- Potencia: 1000KVA
- % THD de tensión: 6.5%, % THD de corriente: 14%.

- Armónicos en tensión, predominando el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 4%.
- Armónicos en corriente, predominando el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 12%.
- Factor de potencia: 0.68.

1.17 A-C7

- Variador de 12 pulsos.
- Potencia: 1000KVA
- % THD de tensión 8.9%, % THD de corriente 9.1%.
- Armónicos en tensión, predominando el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 7.2%.
- Armónicos de corriente, predominando el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 5.1%.
- Factor de potencia: 0.53.

1.18 A-B4

- Variador de 6 pulsos.
- Potencia: 519KVA
- % THD de tensión: 11.3%, % THD de corriente: 36.4%.

- Armónicos en tensión, predominando el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 7.1%.
- Armónicos en corriente, predominando el 5to armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 36.6%.
- Factor de potencia: 0.94.

1.19 A-A4

- Variador de 12 pulsos.
- Potencia: 1000KVA
- % THD de tensión: 7.3%, % THD de corriente: 11.4%.
- Armónicos en tensión, predominando el 23 armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 3%.
- Armónicos en corriente, predominando el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 9.3%.
- Factor de potencia: 0.98.

1.20 T-B2

- Variador de 6 pulsos.
- Potencia: 1000KVA
- % THD de tensión: 4.9%, % THD de corriente: 66%.
- Armónicos en tensión, predominando el 5to armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 2.8%.

- Armónicos en corriente, predominando el 5to armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 70.7%.
- Factor de potencia: 0.78.

1.21 C-A5

- Variador de 12 pulsos.
- Potencia: 1000KVA
- % THD de tensión: 8.3%, % THD de corriente: 8.3%.
- Armónicos en tensión, predominando el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 4.6%.
- Armónicos en corriente, predominando el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 7.9%.
- Factor de potencia: 0.83.

1.22 C-A8

- Variador de 12 pulsos.
- Potencia: 1000KVA
- % THD de tensión 7.3%, % THD de corriente 11%.
- Armónicos en tensión, predominando el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 4.2%.
- Armónicos de corriente, predominando el 11vo armónico durante todo el periodo de medición con un valor máximo de 7.9%.
- Factor de potencia: 0.75

2. Entrada del variador 480 V (mediciones instantáneas).

2.1 I-A1

- Variador de 6 pulsos.
- %THD de tensión: 8.6%, %THD de corriente: 38.7%.
- Armónicos en tensión, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 5.9%.
- Armónicos en corriente, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 35.7%.

2.2 I-A2

- Variador de 12 pulsos.
- %THD de tensión: 9.9%, %THD de corriente: 40.8%.
- Armónicos en tensión, predomina el 11to armónico con un valor máximo de 7.9%.
- Armónicos en corriente, predomina el 5to armónico con un valor máximo de 38%.

2.3 I-02

- Variador de 12 pulsos
- %THD de tensión: 6.6%, %THD de corriente: 40%.
- Armónicos de tensión, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 3.4%.

- Armónicos en corriente, predomina el 5to armónico con un valor máximo de 37.6%.

2.4 I-06

- Variador de 12 pulsos
- % THD de tensión: 9.1%, % THD de corriente: 36.6%
- Armónicos en tensión, predomina el 11vo armónico con un valor máximo de 7.1%.
- Armónicos en corriente, predomina el 5to armónico con un valor máximo de 33.3%.

2.5 I-07

- Variador de 6 pulsos.
- % THD de tensión: 9.4%, % THD de corriente: 65.9%.
- Armónicos en tensión, predomina el 11vo armónico con un valor máximo de 7.1%.
- Armónicos en corriente, predomina el 5to armónico con un valor máximo de 56.2%.

2.6 G-B2

- Variador de 12 pulsos.
- % THD de tensión: 8.1%, % THD de corriente: 41.9%.

- Armónicos en tensión, predominando el 11vo armónico con un valor máximo de 6.4%.
- Armónicos en corriente, predomina el 5to armónico con un valor máximo de 38.2%.

2.7 G-B8

- Variador de 12 pulsos.
- % THD de tensión: 9.5%, % THD de corriente: 37.6%.
- Armónicos en tensión, predomina el 11vo armónico con un valor máximo de 7.3%.
- Armónicos en corriente, predomina el 5to armónico con un valor máximo de 35.4%.

2.8 G-B10

- Variador de 12 pulsos.
- % THD de tensión: 5.5%, %THD de corriente: 62.6%.
- Armónicos en tensión, predomina el 11vo armónico con un valor máximo de 3.6%.
- Armónicos en corriente, predomina el 5to armónico con un valor máximo de 54.9%.

2.9 G-B11

- Variador de 12 pulsos.

- % THD de tensión: 5.7%, % THD de corriente: 69.2%.
- Armónicos en tensión, predomina el 11vo armónico con un valor máximo de 4%.
- Armónicos en corriente, predomina el 5to armónico con un valor máximo de 59.6%.

2.10 G-B23

- Variador de 6 pulsos.
- % THD de tensión: 8.6%, % THD de corriente: 59.8%.
- Armónicos en tensión, predomina el 11vo armónico con un valor máximo de 5.9%.
- Armónicos en corriente, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 53.9%.

2.11 G-B26

- Variador de 6 pulsos.
- % THD de tensión: 8.3%, % THD de corriente 53.2%.
- Armónicos en tensión, predomina el 11vto armónico con un valor máximo de 5.6%.
- Armónicos en corriente, predomina el 5to amónico con un valor máximo de 49.2%.

2.12 G-B29

- Variador de 12 pulsos.
- % THD de tensión: 5.6%, % THD de corriente 62%.
- Armónicos en tensión, predomina el 11vo armónico con un valor máximo de 4.7%.
- Armónicos en corriente, predomina el 5to armónico con un valor máximo de 62%.

2.13 D-1

- Variador de 12 pulsos.
- % THD de tensión: 7.1%, % THD de corriente: 28.2%.
- Armónicos en tensión, predominando el 11vo armónico con un valor máximo de 6.2%.
- Armónicos en corriente, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 86.7%.

2.14 D-B1

- Variador de 12 pulsos.
- % THD de tensión: 9.3%, % THD de corriente: 32.5%.
- Armónicos en tensión, predominando el 11vo armónico con un valor máximo de 6.5%.
- Armónicos en corriente, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 29%.

2.15 D-B9

- Variador de 12 pulsos.
- % THD de tensión: 8.8%, % THD de corriente: 38.9%.
- Armónicos en tensión, predominando el 11vo armónico con un valor máximo de 7.2%.
- Armónicos en corriente, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 36.9%.

2.16 A-C5

- Variador de 12 pulsos.
- % THD de tensión: 5.6%, % THD de corriente: 49.5%.
- Armónicos en tensión, predominando el 11vo armónico con un valor máximo de 3.9%.
- Armónicos en corriente, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 45.2%.

2.17 A-C7

- Variador de 12 pulsos.
- % THD de tensión 8.2%, % THD de corriente 50.5%.
- Armónicos en tensión, predominando el 11vo armónico con un valor máximo de 6.6%.
- Armónicos en corriente, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 46.8%.

2.18 A-B4

- Variador de 6 pulsos.
- % THD de tensión: 10.2%, % THD de corriente: 39.1%.
- Armónicos en tensión, predominando el 11vo armónico con un valor máximo de 6.6%.
- Armónicos en corriente, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 36.9%.

2.19 A-A4

- Variador de 12 pulsos.
- % THD de tensión: 8%, % THD de corriente: 36.8%.
- Armónicos en tensión, predominando el 11vo armónico con un valor máximo de 3%.
- Armónicos en corriente, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 34.6%.

2.20 T-B2

- Variador de 6 pulsos.
- % THD de tensión: 3.8%, % THD de corriente: 97.1%.
- Armónicos en tensión, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 2.6%.
- Armónicos en corriente, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 75.6%.

2.21 C-A5

- Variador de 12 pulsos.
- % THD de tensión: 7.6%, % THD de corriente: 32.3%.
- Armónicos en tensión, predominando el 11vo armónico con un valor máximo de 4.7%.
- Armónicos en corriente, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 29%.

2.22 C-A8

- Variador de 12 pulsos.
- % THD de tensión 7.8%, % THD de corriente 34.4%.
- Armónicos en tensión, predominando el 11vo armónico con un valor máximo de 4.4%.
- Armónicos de corriente, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 33.2%.

3. Salida del variador 480 V (mediciones instantáneas).

3.1 I-A1

- Variador de 6 pulsos.
- %THD de tensión: 29.8%, %THD de corriente: 29.5%.
- Armónicos en tensión, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 20.8%.
- Armónicos en corriente, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 25.8%.

3.2 I-A2

- Variador de 12 pulsos.
- %THD de tensión: 28.2%, %THD de corriente: 26%.
- Armónicos en tensión, predomina el 5to armónico con un valor máximo de 19.7%.
- Armónicos en corriente, predomina el 5to armónico con un valor máximo de 23.2%.

3.3 I-02

- Variador de 12 pulsos
- %THD de tensión: 28.7%, %THD de corriente: 31.1%.
- Armónicos de tensión, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 20%.
- Armónicos en corriente, predomina el 5to armónico con un valor máximo de 27.7%.

3.4 I-06

- Variador de 12 pulsos
- % THD de tensión: 28.4%, % THD de corriente: 23.8%
- Armónicos en tensión, predomina el 5to armónico con un valor máximo de 19.6%.

- Armónicos en corriente, predomina el 5to armónico con un valor máximo de 21.5%.

3.5 I-07

- Variador de 6 pulsos.
- % THD de tensión: 29.3%, % THD de corriente: 28%.
- Armónicos en tensión, predomina el 5to armónico con un valor máximo de 19.9%.
- Armónicos en corriente, predomina el 5to armónico con un valor máximo de 23.5%.

3.6 G-B2

- Variador de 12 pulsos.
- % THD de tensión: 29.1%, % THD de corriente: 29.6%.
- Armónicos en tensión, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 20.2%.
- Armónicos en corriente, predomina el 5to armónico con un valor máximo de 26%.

3.7 G-B8

- Variador de 12 pulsos.
- % THD de tensión: 29.1%, % THD de corriente: 24.4%.

- Armónicos en tensión, predomina el 5to armónico con un valor máximo de 19.9%.
- Armónicos en corriente, predomina el 5to armónico con un valor máximo de 22.7%.

3.8 G-B10

- Variador de 12 pulsos.
- % THD de tensión: 29.2%, %THD de corriente: 31.6%.
- Armónicos en tensión, predomina el 5to armónico con un valor máximo de 20.1%.
- Armónicos en corriente, predomina el 5to armónico con un valor máximo de 27%.

3.9 G-B11

- Variador de 12 pulsos.
- % THD de tensión: 28.5%, % THD de corriente: 35.1%.
- Armónicos en tensión, predomina el 5to armónico con un valor máximo de 20.8%.
- Armónicos en corriente, predomina el 5to armónico con un valor máximo de 29.7%.

3.10 G-B23

- Variador de 6 pulsos.

- % THD de tensión: 29.9%, % THD de corriente: 35.1%.
- Armónicos en tensión, predomina el 5to armónico con un valor máximo de 21.1%.
- Armónicos en corriente, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 30.4%.

3.11 G-B26

- Variador de 6 pulsos.
- % THD de tensión: 30%, % THD de corriente 29.9%.
- Armónicos en tensión, predomina el 5to armónico con un valor máximo de 21.3%.
- Armónicos en corriente, predomina el 5to armónico con un valor máximo de 25.3%.

3.12 G-B29

- Variador de 12 pulsos.
- % THD de tensión: 29.6%, % THD de corriente 28.8%.
- Armónicos en tensión, predomina el 5to armónico con un valor máximo de 19.9%.
- Armónicos en corriente, predomina el 5to armónico con un valor máximo de 26%.

3.13 D-1

- Variador de 12 pulsos.

- % THD de tensión: 47.1%, % THD de corriente: 59.6%.
- Armónicos en tensión, predominando el 9no armónico con un valor máximo de 13.3%.
- Armónicos en corriente, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 20%.

3.14 D-B1

- Variador de 12 pulsos.
- % THD de tensión: 28.4%, % THD de corriente: 26.5%.
- Armónicos en tensión, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 19.7%.
- Armónicos en corriente, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 23.7%.

3.15 D-B9

- Variador de 12 pulsos.
- % THD de tensión: 28.3%, % THD de corriente: 26.1%.
- Armónicos en tensión, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 19.8%.
- Armónicos en corriente, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 23.5%.

3.16 A-C5

- Variador de 12 pulsos.

- % THD de tensión: 29.5%, % THD de corriente: 17.9%.
- Armónicos en tensión, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 20.1%.
- Armónicos en corriente, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 12.8%.

3.17 A-C7

- Variador de 12 pulsos.
- % THD de tensión 28.9%, % THD de corriente 31.2%.
- Armónicos en tensión, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 19.6%.
- Armónicos en corriente, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 27.5%.

3.18 A-B4

- Variador de 6 pulsos.
- % THD de tensión: 30.5%, % THD de corriente: 32.7%.
- Armónicos en tensión, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 22.2%.
- Armónicos en corriente, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 27.9%.

3.19 A-A4

- Variador de 12 pulsos.
- % THD de tensión: 28.2%, % THD de corriente: 28.1%.
- Armónicos en tensión, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 19.7%.
- Armónicos en corriente, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 25.4%.

3.20 T-B2

- Variador de 6 pulsos.
- % THD de tensión: 29.2%, % THD de corriente: 58.2%.
- Armónicos en tensión, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 20%.
- Armónicos en corriente, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 37.2%.

3.21 C-A5

- Variador de 12 pulsos.
- % THD de tensión: 28.2%, % THD de corriente: 24.7%.
- Armónicos en tensión, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 19.7%.
- Armónicos en corriente, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 22.3%.

3.22 C-A8

- Variador de 12 pulsos.
- % THD de tensión 28.5%, % THD de corriente 25.3%.
- Armónicos en tensión, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 19.8%.
- Armónicos de corriente, predominando el 5to armónico con un valor máximo de 23.3%.

EDGAR BLADIMIR ALVAREZ CISNEROS

ING. PABLO MENA L.
DIRECTOR DE CARRERA DE INGENIERIA ELECTROMECHANICA

DR. EDUARDO VASQUEZ ALCAZAR
SECRETARIO ACADEMICO