



UNIVERSIDAD DE CHILE
FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS Y MATEMÁTICAS
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

"SIMULACIÓN A ESCALA INDUSTRIAL DE NUEVO RECTIFICADOR CA/CC APLICADO A SISTEMAS FERROVIARIOS SUBTERRÁNEOS"

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELECTRICISTA

CRISTIAN ANDRÉS PINEDA FORNEROD

PROFESOR GUÍA:

MIGUEL VILLABLANCA MARTINEZ

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:

OSCAR MOYA ARAVENA

ALBERTO BOTTESELLE DOGGENWEILER

SANTIAGO DE CHILE

ABRIL 2011

SIMULACIÓN A ESCALA INDUSTRIAL DE NUEVO RECTIFICADOR CA/CC APLICADO A SISTEMAS FERROVIARIOS SUBTERRANEOS

CUANDO SE TIENE UNA CARGA NO LINEAL, COMO LO ES UN RECTIFICADOR CA/CC, LA CORRIENTE RESULTANTE ES ALTERNA PERO NO SINUSOIDAL, APARECIENDO CORRIENTES Y TENSIONES ARMÓNICAS EN EL SISTEMA ELÉCTRICO QUE CREA DIVERSOS PROBLEMAS A LO LARGO DE LA RED TALES COMO: EL AUMENTO DE PÉRDIDAS DE POTENCIA ACTIVA, SOBRETENSIONES EN LOS CONDENSADORES, ERRORES DE MEDICIÓN, MAL FUNCIONAMIENTO DE PROTECCIONES, DAÑO EN LOS AISLAMIENTOS, DETERIORO DE DIALÉCTRICOS, DISMINUCIÓN DE LA VIDA ÚTIL DE LOS EQUIPOS, ENTRE OTROS.

EN ESTA MEMORIA SE PROPONE UNA NUEVA TÉCNICA DE RECTIFICACIÓN QUE SEA CAPAZ DE EVITAR LA INYECCIÓN DE CORRIENTES ARMÓNICAS A LA RED Y SUS RESPECTIVOS PROBLEMAS ASOCIADOS. ESTA PROPUESTA, BASADA EN LA TÉCNICA ELABORADA POR EL PROF. VILLABLANCA, CONSISTE EN MODULAR LA CORRIENTE CC A LA SALIDA DE UN RECTIFICADOR MULTIPULSOS, DE MODO QUE ESTA REFLEJE EN EL LADO CA UNA CORRIENTE PERFECTAMENTE SINUSOIDAL. PARA ELLO LA CORRIENTE CC DEBE SEGUIR UNA REFERENCIA DADA POR SEMISINUSOIDES DE FRECUENCIA DETERMINADA POR LA CANTIDAD DE PULSOS DEL RECTIFICADOR. PARA MODULAR LA CORRIENTE, SE PROPONE UTILIZAR UN INTERRUPTOR EN PARALELO A LA SALIDA DEL RECTIFICADOR, MÉTODO QUE EXPERIMENTALMENTE ARROJÓ MEJORES RESULTADOS QUE LA VERSIÓN EN SERIE PROPUESTA ANTERIORMENTE POR EL PROF. VILLABLANCA.

PARA ENTENDER EL COMPORTAMIENTO DE ESTA NUEVA CONFIGURACIÓN, EN ESTA MEMORIA SE SIMULA EL RECTIFICADOR PROPUESTO EN UNA DE LAS APLICACIONES QUE MAYOR DEMANDA DE POTENCIA EXISTE EN EL MERCADO; UN RECTIFICADOR APLICADO A LA RED DE TRACCIÓN DE SISTEMAS FERROVIARIOS SUBTERRÁNEOS.

LOS RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES MUESTRAN QUE CON UNA FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN DE 5 kHz Y CIRCULANDO CORRIENTE NOMINAL SE OBTIENE UN RENDIMIENTO DE 94,6%, CON UN THD DE CORRIENTE DE 4,6% Y UNA TEMPERATURA DE OPERACIÓN DE 110.3 °C EN LAS JUNTURAS DE LOS CUATRO IGBT UTILIZADOS. DE LA POTENCIA UTILIZADA PERDIDA POR LOS INTERRUPTORES, UN 32,3% CORRESPONDE A PÉRDIDAS POR CONDUCCIÓN DE LOS DISPOSITIVOS, MIENTRAS QUE EL 67,6% CORRESPONDE A PÉRDIDAS POR CONMUTACIÓN. A SU VEZ EL RECTIFICADOR LOGRA SUPERAR LAS EXIGENCIAS QUE DEMANDA UNA SUBESTACIÓN DE RECTIFICACIÓN DE GRAN TRACCIÓN CLASE F.

SE CONCLUYE QUE EL RECTIFICADOR, EN CONDICIONES ESTACIONARIAS, ES CAPAZ DE SOPORTAR LAS EXIGENCIAS NECESARIAS EN TÉRMINOS DE POTENCIA Y TEMPERATURA, CUMPLIENDO EL OBJETIVO DE REDUCIR EL CONTENIDO ARMÓNICO ASOCIADO. SIN EMBARGO, ANTE VARIACIONES IMPORTANTES DE CORRIENTE, EL COMPORTAMIENTO NO ES EL MÁS ÓPTIMO, DEBIDO A LA IMPOSIBILIDAD DEL CONTROL DE MODIFICAR LA FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN Y ASÍ ADAPTARSE A LAS CONDICIONES DE OPERACIÓN.

COMO TRABAJO FUTURO SE PROPONE AHONDAR EN LA LÓGICA DE CONTROL DEL RECTIFICADOR PROPUESTO; SI BIEN LA BANDA DE HISTERESIS PRESENTA UN BUEN AVANCE Y UNA ACEPTABLE ESTRATEGIA DE CONTROL, SI SE MIDE LA TEMPERATURA DEL DISPOSITIVO Y EL THD DE LA CORRIENTE DE ENTRADA, SE PODRÍA CONTROLAR, ADEMÁS DE LA MAGNITUD DE LA CORRIENTE DE SALIDA, LA FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN Y EL ANCHO DE LA BANDA DE HISTÉRESIS, DE FORMA DE OPTIMIZAR UNA FUNCIÓN OBJETIVO QUE CONTEMPLA LOS VALORES DE THD Y PÉRDIDAS DEL RECTIFICADOR, MEJORANDO SU DESEMPEÑO Y RENDIMIENTO DEPENDIENDO DE LAS NECESIDADES INMEDIATAS DE OPERACIÓN.

ÍNDICE

INTRODUCCIÓN.....	4
1.1 RECTIFICADORES MULTIPULSOS.....	8
1.1.1 Rectificador de 12 pulsos serie.....	10
1.1.2 Rectificador de 18 Pulsos.....	12
1.2 FILTROS PASIVOS.....	16
1.2.1 Filtro Conectado en Serie.....	16
1.2.2 Filtro Conectado en Paralelo.....	17
1.2.2.1 Filtro Sintonizado Simple.....	17
1.2.2.2 Filtro Pasa Alto de Segundo Orden.....	21
1.2.2.3 Filtros de Ramas Múltiples.....	23
1.3 FILTROS ACTIVOS.....	24
1.3.1 Filtro Activo Conectado en Paralelo.....	26
1.3.2 Filtro Activo Conectado en Serie.....	28
1.3.3 Filtro Activo Híbrido.....	28
1.4 RECTIFICADORES PWM.....	29
1.4.1 Rectificador PWM Fuente de Corriente.....	30
1.4.2 Rectificador PWM Fuente de Tensión.....	32
1.4.3 Inversores PWM Fuente de Corriente y Fuente de Tensión (IFC e IFV).....	37
1.5 TÉCNICA GENERALIZADA DE RECTIFICACIÓN PRESENTAD POR EL PROF. VILLABLANCA.....	39
1.5.1 Rectificador 6 Pulsos Serie:.....	42
1.5.2 Rectificador 6 Pulsos Zig-Zag.....	44
1.5.3 Rectificador 6 pulsos paralelo.....	45
1.5.4 Rectificador 12 pulsos.....	46
1.5.5 Rectificador 12 pulsos serie.....	47
2 CAPITULO II: “RECTIFICADOR PROPUESTO”.....	48
2.1 ASPECTOS GENERALES SOBRE EL CONTROL.....	53
2.1.1 Modulación por banda de histéresis mejorada (BHM).....	54
3 CAPÍTULO III: “SISTEMA ELÉCTRICO LÍNEA 1 METRO DE SANTIAGO”.....	57
3.1 SEAT LORD COCHRANE.....	58
3.2 SUBESTACIONES DE RECTIFICACIÓN.....	59
3.2.1 Grupo Transformador – Rectificador.....	64
3.3 CABLE 20KV.....	64
3.4 VÍAS 65	
3.5 MATERIAL RODANTE.....	67
3.5.1 Composición de los Trenes.....	68
3.5.2 Marchas de los Trenes.....	69
Etapa de Tracción:.....	69
Etapa Inercial:.....	69
Etapa de Frenado:.....	70
4 CAPITULO IV: “MODELACIÓN DEL SISTEMA”.....	71
4.1 SISTEMA ELÉCTRICO ACTUAL.....	71

<i>4.1.1 Barras 110KV Ochagavía y Renca.....</i>	<i>73</i>
<i>4.1.2 Cable 110KV.....</i>	<i>74</i>
<i>4.1.3 SEAT Lord Cochrane.....</i>	<i>75</i>
<i>4.1.4 Cables 20KV.....</i>	<i>76</i>
<i>4.1.5 Subestación de Rectificación.....</i>	<i>76</i>
<i>4.1.6 Vias.....</i>	<i>77</i>
<i>4.1.7 Tren.....</i>	<i>78</i>
4.1.7.1 Trenes con motores CC.....	78
4.1.7.2 Trenes con motores CA.....	81
4.1.7.2.1 NS2007.....	83
4.2 MODELO NUEVO RECTIFICADOR.....	88
4.2.1 Esquema de control.....	90
4.2.2 Dispositivos Semiconductores.....	91
4.2.2.1 IGBT.....	91
4.2.2.2 Diodo.....	95
5 CAPÍTULO V: “ESTIMACIÓN DE PERDIDAS Y TEMPERATURA EN EL INTERRUPTOR”.....	96
5.1 PERDIDAS POR CONDUCCIÓN.....	97
5.1.1 <i>Perdidas Conducción IGBT 1MBI3600U4D-120.....</i>	<i>101</i>
5.2 PERDIDAS POR CONMUTACIÓN.....	102
5.2.1 <i>Perdidas por conmutación en IGBT 1MBI3600U4D-120.....</i>	<i>108</i>
5.3 MODELO TERMICO.....	109
5.3.1 <i>Modelo térmico interruptor.....</i>	<i>113</i>
6 CAPÍTULO VI: “ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS”.....	116
7 CAPITULO VII: “CONCLUSIONES”.....	124
8 REFERENCIAS.....	129

INTRODUCCIÓN

Muchas aplicaciones en la industria moderna necesitan corriente continua para su funcionamiento, para ello es necesario transformar la tensión alterna que provee todo distribuidor de energía en tensión continua. Este proceso de rectificación de corriente alterna (CA) a corriente continua (CC), se realiza mediante rectificadores cuyos métodos y configuraciones varían dependiendo del tipo de aplicación.

Usualmente los sistemas ferroviarios subterráneos utilizan tensión continua para energizar las vías. Para energizar la vía en corriente continua, se utilizan subestaciones de rectificación ubicadas a lo largo de la línea ferroviaria, de esta forma alimentan los motores de corriente continua de los trenes de generaciones pasadas. A su vez, los trenes más modernos poseen motores de corriente alterna, que mediante inversores incorporados en los trenes, poseen avanzados sistemas de control, generalmente control vectorial, permitiendo un óptimo desempeño del tren.

Cuando se tiene una carga no lineal, como lo es un rectificador CA/CC, la corriente resultante es alterna pero no sinusoidal. Toda onda alterna no sinusoidal puede ser descompuesta en una sumatoria infinita de ondas de frecuencias $n \cdot f$, donde f es la frecuencia fundamental y $n=1, 2, 3, \dots$ etc. Estas componentes de frecuencias múltiples de la fundamental se llaman armónicas y en general van decreciendo en amplitud a medida que su frecuencia aumenta. De esta forma entre el suministro de energía y la carga no lineal circulan corrientes sinusoidales de múltiples frecuencias además de la frecuencia fundamental.

Esta aparición de corrientes y/o tensiones armónicas en el sistema eléctrico crea problemas tales como: el aumento de pérdidas de potencia activa, sobretensiones en los condensadores, errores de medición, mal funcionamiento de protecciones, daño en los aislamientos, deterioro de dieléctricos, disminución de la vida útil de los equipos, entre otros. Debido a esto, ha aumentado el interés en la industria de mitigar dichos problemas a través de distintos métodos de diversas características, cada uno con sus ventajas y desventajas inherentes.

Durante los recientes años, el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Santiago ha sido líder en el estudio de sistemas de rectificación CA/CC, desarrollando una técnica novedosa y simple que ha dado lugar a múltiples publicaciones. Dicha técnica, elaborada por el Prof. Villablanca, consiste en modular la corriente CC, de modo que esta refleje en el lado CA una corriente perfectamente sinusoidal y de esta forma evitar la inyección de corrientes armónicas a la red.

En la configuración propuesta por el Prof. Villablanca, los IGBT's abren y cierran con voltajes y corrientes distinto de cero (conmutación dura), teniéndose notablemente mayores pérdidas, junto a una mala regulación de tensión. Se ha demostrado a través de la experimentación en un prototipo de laboratorio que el cambio de posición de los interruptores, de serie a paralelo, disminuye notablemente las pérdidas en los interruptores y mejora notablemente la regulación de voltaje. Todo esto se puede todavía mejorar más si se elige una frecuencia de conmutación de los interruptores adecuada.

Para evaluar el comportamiento de esta nueva configuración nace este trabajo, que junto con evaluar el cambio de configuración, se propone analizar la factibilidad de utilizar el rectificador propuesto en las subestaciones de rectificación existentes en el sistema de tracción de Metro.

Para la resolución de los objetivos propuestos el trabajo se ha subdividido en siete capítulos. El primer capítulo denominado “Estado de arte en la rectificación CA/CC y mitigación de contenido armónico” realiza una introducción a los sistemas de rectificaciones utilizados en la industria, como a su vez en los distintos métodos de mitigación de contenido armónico. El segundo capítulo presenta la configuración del rectificador propuesto, de manera de que sea posible entender en forma global y particular el comportamiento de este. En relación a la aplicación del rectificador resulta necesario entender el sistema eléctrico utilizado por Metro para su funcionamiento, es por esta razón que se constituye el tercer capítulo del presente trabajo, denominado “Sistema eléctrico línea 1 Metro de Santiago” donde se profundiza el entorno eléctrico en el cual el rectificador propuesto debe ser analizado.

Una vez presentado el problema y situado en la realidad de Metro, se hace necesario crear la herramienta computacional que permita analizar el comportamiento del rectificador propuesto en esta aplicación. Para ello se realiza un modelo, mediante el software Matlab Simulink, el cual es detallado en profundidad en el cuarto capítulo denominado “Modelación del sistema”.

En el quinto capítulo denominado “Estimación de pérdidas y temperatura en el interruptor” se detalla la metodología empleada para estimar las pérdidas por conducción y conmutación del dispositivo semiconductor. Junto con la estimación de las pérdidas, en este capítulo, se explica cómo se obtiene una aproximación de la temperatura de los dispositivos utilizados.

Ya hacia el final del trabajo, el sexto capítulo detalla los resultados obtenidos de las simulaciones realizadas para finalmente en el capítulo siete presentar las conclusiones referentes a los objetivos trazados al inicio de este trabajo.

CAPÍTULO I: “ESTADO DEL ARTE EN LA RECTIFICACIÓN CA/CC Y MITIGACIÓN DE CONTENIDO ARMÓNICO”

Actualmente, en la industria se utilizan las siguientes alternativas para disminuir las corrientes armónicas inyectadas por un rectificador CA/CC al sistema eléctrico: a)rectificadores multipulsos, b)filtros pasivos, c)filtros activos y d)rectificadores PWM. En el caso a) se actúa por cancelación armónica al interactuar dos o más rectificadores de seis pulsos. En el caso b) a través de ramas circuitales sintonizadas, se desvían las corrientes armónicas evitando la circulación por el sistema eléctrico. En el caso c) se actúa por cancelación, de forma similar al caso a), inyectando corrientes armónicas iguales en magnitud y fase. En el caso d) se reconoce que la existencia de corrientes armónicas en la rectificación CA/CC, es debido al uso de diodos o tiristores de muy baja frecuencia de conmutación (conmutan una vez por período a frecuencia fundamental). Luego, la reducción armónica se realiza utilizando interruptores de conmutación forzada de alta frecuencia de conmutación. A continuación se describen en detalle dichas tecnologías.

1.1 RECTIFICADORES MULTIPULSOS

El uso de rectificadores multipulsos es una de las alternativas más populares para la disminución de las corrientes armónicas, ya que satisfacen la necesidad del sector industrial de cumplir con las normas nacionales e internacionales que regulan la inyección de corrientes armónicas al sistema eléctrico con un mínimo nivel de inversión.

Los rectificadores multipulsos pueden ser configurados en un número de pulsos múltiplos de seis (12, 18, 24, 30, 36, etc.). La elevación del número de pulsos mejora la

calidad de la tensión de salida en el lado de CC y la calidad de la corriente de entrada en el lado de CA. En el primer caso, porque la tensión de salida se aplanan a medida que aumenta el número de pulsos en un período de 2π . En el segundo caso, porque la corriente de entrada se hace más sinusoidal al aumentar el número de escalones en un período de 2π (un período de 2π corresponde al período en segundos la tensión de alimentación a la entrada). Por ejemplo, en el rectificador de 18 pulsos, en un período de 2π , la tensión de salida tiene 18 pulsos y la corriente de entrada 18 escalones.

Los armónicos existentes en un rectificador multipulso son:

$$\text{Orden armónico existente} = n \cdot k \pm 1; n: \text{pulsos del rectificador y } k: \text{entero} \quad (1)$$

La ecuación (1) demuestra que en un rectificador de 6 pulsos los armónicos existentes son: 5, 7, 11, 13, 17, 19, etc. En un rectificador de 18 pulsos son: 17, 19, 35, 37, etc. A mayor orden, menor es la magnitud del armónico; por lo tanto en el rectificador de 18 pulsos los armónicos son casi inexistentes, luego la corriente de entrada es notablemente sinusoidal. La configuración de un rectificador multipulso es básicamente un transformador trifásico con varias salidas trifásicas secundarias. Estas salidas secundarias presentan tensiones desfasadas entre sí, las cuales a su vez alimentan puentes rectificadores trifásicos de seis pulsos conectados en serie. El uso de diodos o tiristores dependerá del tipo de tensión de salida requerido. Si se desea una tensión fija de salida, se utilizarán diodos; y para una tensión regulada se requerirán tiristores. Un número de pulsos mayor de 18, rara vez es utilizado por el elevado costo del transformador (número de vueltas precisas y configuraciones complejas), y por el gran número de diodos o tiristores involucrados. El desfase entre las tensiones secundarias de salida es:

$$\text{Ángulo de desfase} = 60^\circ/n \quad ; \quad n = \# \text{ de puentes rectificadores} \quad (2)$$

Los puentes rectificadores trifásicos de seis pulsos, en vez de estar conectados en serie pueden alimentar separadamente cargas individuales, sin embargo, desiguales corrientes de carga no favorecerán una adecuada disminución de corrientes armónicas en el lado de C. A., luego esta topología no se profundizará.

1.1.1 RECTIFICADOR DE 12 PULSOS SERIE

La Figura 1 muestra la configuración típica de un rectificador de 12 pulsos. Hay dos rectificadores de seis pulsos, alimentados por un transformador trifásico con un primario (Δ) y dos devanados secundarios (Y/Δ). La conexión Δ en el primario del transformador evita que corrientes armónicas de orden impar múltiplo de 3 (3, 9, 15, etc.), posibles de aparecer por imperfecciones circuitales o de control, sean inyectadas al sistema (quedan circulando internamente en la conexión Δ). Las salidas de los rectificadores de seis pulsos son conectadas en serie. Los armónicos eliminados en la corriente de línea i_A son: 5, 7, 17, 19, etc. (ver ecuación (1)).

Las tensiones secundarias cumplen las siguientes condiciones de desfase y magnitud: a) Las tensiones fase-neutro ficticios en la conexión triángulo tienen 30° de desfase con respecto a las tensiones fase-neutro real de la conexión estrella (ver ecuación (2.2)); y b) Los rectificadores de seis pulsos deben ser alimentados con iguales tensiones entre fases, luego ambos secundarios deben tener la siguiente proporción de vueltas:

$$N_2 = N_3/\sqrt{3} \quad (3)$$

En la Figura 1 la inductancia L_S representa la inductancia Thevenin del sistema eléctrico aguas arribas y L_{lk} es la inductancia de fuga del transformador referida al lado secundario. El condensador C_d en el lado de CC se asume suficientemente grande tal que la tensión V_d se considere libre de ripple.

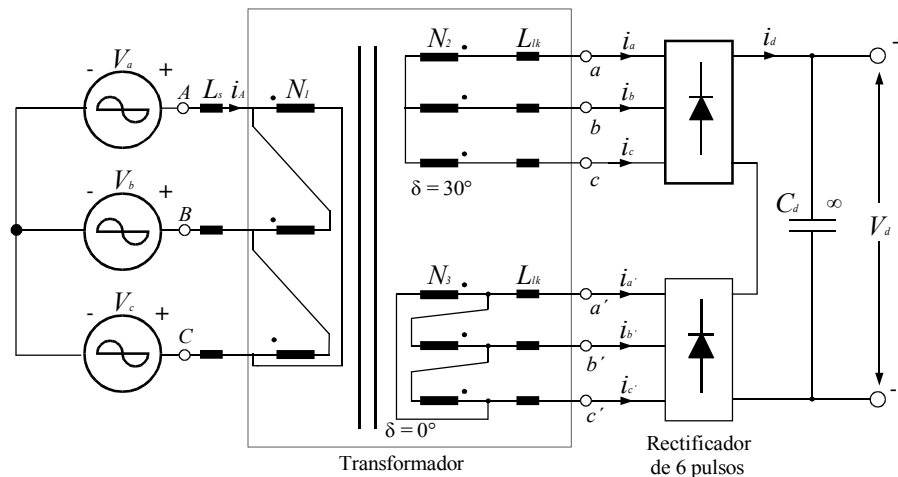


Figura 1 - Rectificador 12 pulsos serie.

En la industria el rectificador de 12 pulsos es muy popular debido a la simplicidad de su conexión, sin embargo, la distorsión armónica total (THD) de la corriente de línea (i_A) no alcanza los requerimientos armónicos establecidos por estándares internacionales¹, por lo que normalmente filtros pasivos complementan la eliminación de corrientes armónicas inyectadas al sistema eléctrico.

La Figura 2 muestra la corriente i_A y su espectro armónico a la entrada del rectificador de 12 pulsos. Esta corriente tiene una naturaleza aproximadamente sinusoidal con 12 escalones en un período de 2π . Por comparación se muestra lo mismo para el rectificador de 6 pulsos. Claramente los armónicos 5, 7, 17, 19, 29, 31, etc., han sido

¹ Norma IEEE Standard 519-1992

cancelados al interactuar los dos rectificadores de seis pulsos, cuyas tensiones tienen un desfase de 30°.

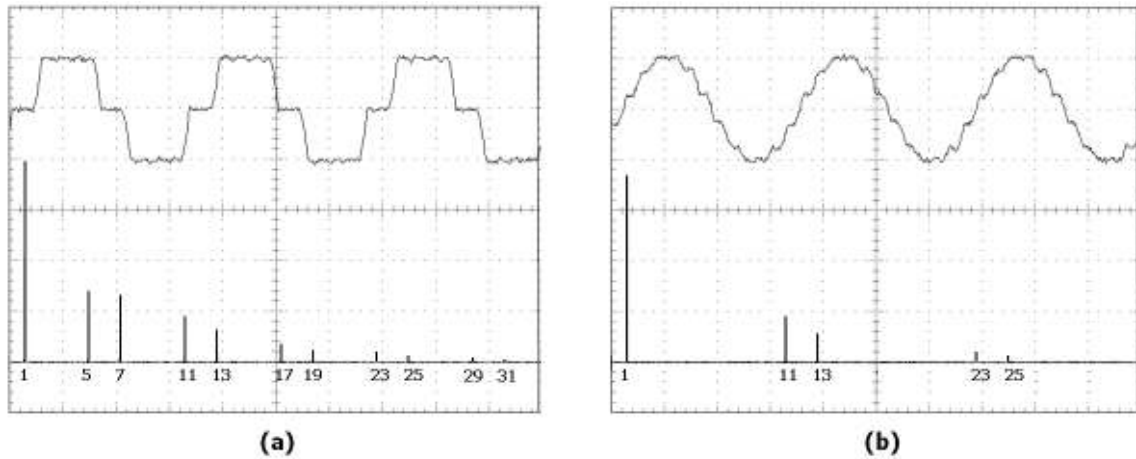


Figura 2 - Corriente i_A y espectro armónico: a) rectificador de 6 pulsos; b) rectificador de 12 pulsos

1.1.2 RECTIFICADOR DE 18 PULSOS

La Figura 3 muestra el esquema de un rectificador de 18 pulsos. Hay tres rectificadores de seis pulsos, conectados en serie, y alimentados por un transformador trifásico con tres devanados secundarios. Estos devanados, según la ecuación (2), presentan tensiones desfasadas 20° entre ellos y magnitudes entre fases iguales, lo que se logra con conexiones y números de vueltas especiales. Industrialmente este circuito es caro por lo complicado del transformador, la cantidad de diodos o tiristores a ocupar y la complejidad del sistema de protecciones para proteger cada puente rectificador así como el circuito completo, sin embargo, cumple regulaciones nacionales e internacionales de limitación de corrientes armónicas.

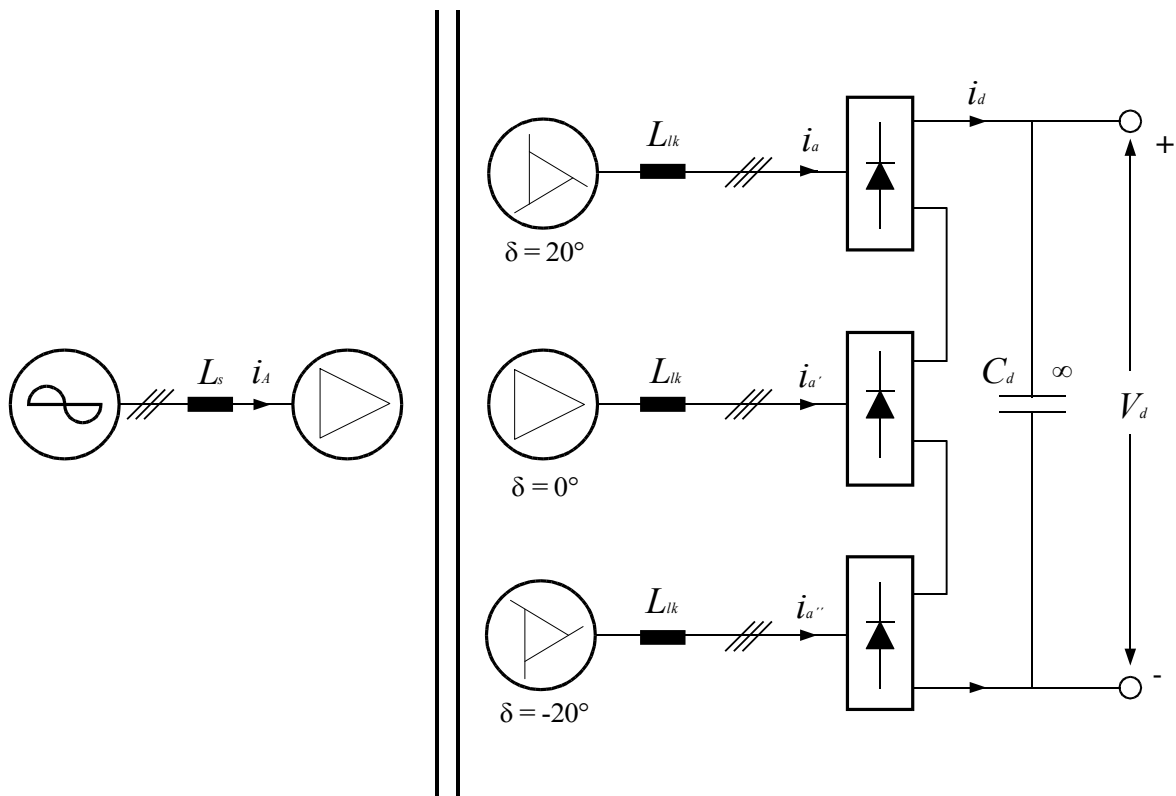


Figura 3 - Rectificador de 18 pulsos conexión serie

La Figura 4 muestra el cálculo del número de vueltas de las bobinas U y V en las fases secundarias a y a'' para satisfacer los desfases y magnitudes de las tensiones en los secundarios.

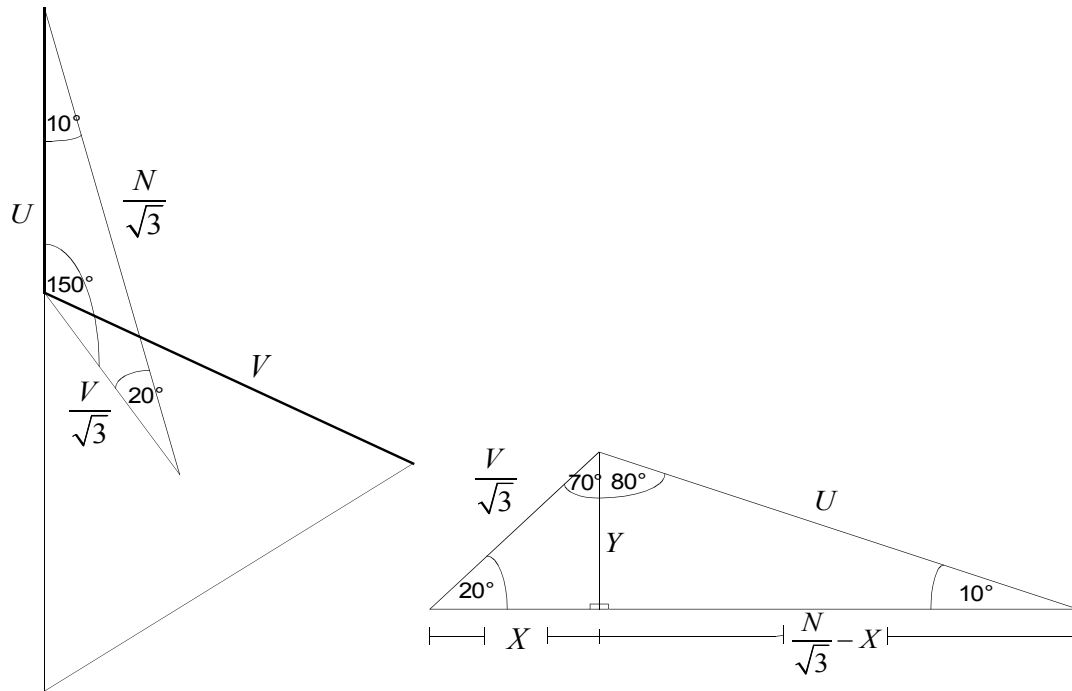


Figura 4 - Cálculo del número de vueltas de bobinas U y V en fases secundarias a y a''

Asumiendo un número de vueltas N para la conexión Δ de la fase secundaria a', el número de vueltas de las bobinas U y V (fases a y a''), se calcula de la siguiente manera:

$$Y = X \cdot \tan 20^\circ = \left(\frac{N}{\sqrt{3}} - X \right) \tan 10^\circ \quad (4)$$

$$X \left(1 + \frac{\tan 20^\circ}{\tan 10^\circ} \right) = \frac{N}{\sqrt{3}} \quad (5)$$

$$X = 0.18842 \cdot N \quad (6)$$

$$Y = 0.06858 \cdot N \quad (7)$$

$$U = \frac{Y}{\text{sen} 10^\circ} = 0.395 \cdot N \quad (8)$$

$$V = \frac{\sqrt{3} \cdot Y}{\text{sen}20^\circ} = 0.347 \cdot N \quad (9)$$

Hay 3 tipos de bobinas en el secundario con los siguientes números de vuelta: N , $0.395 \cdot N$ y $0.347 \cdot N$. La Figura 5 ilustra la corriente i_A y su espectro armónico a la entrada del rectificador de 18 pulsos. Esta corriente tiene una naturaleza aproximadamente sinusoidal con 18 escalones en un período de 2π . Por comparación se muestra lo mismo para el rectificador de 6 pulsos. Los armónicos 5, 7, 11, 13, 23, 25, etc., han sido cancelados al interactuar los tres rectificadores de seis pulsos, cuyas tensiones tienen un desfase de 20° .

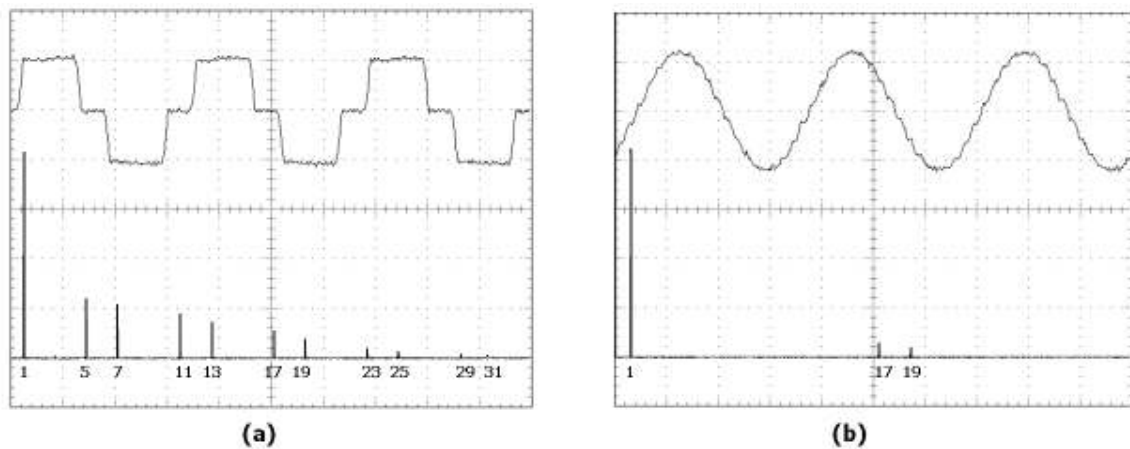


Figura 5 - Corriente i_A y espectro armónico: a) rectificador de 6 pulsos; b) rectificador de 18 pulsos

Un rectificador de 24 pulsos necesita cuatro rectificadores de seis pulsos conectados en serie y un transformador con 4 salidas secundarias, desfasadas 15° entre sí. En relación a las conexiones de estas 4 salidas secundarias, 3 están dibujadas en la Figura 3 y la cuarta es una conexión Y. Por lo tanto hay 4 tipos de bobinas en el secundario con los siguientes números de vuelta: N para la conexión Δ , $N/\sqrt{3}$ para la conexión Y, y para las conexiones zig-zag $U=0.3 \cdot N$ y $V=0.52 \cdot N$. Un rectificador de 18 pulsos o uno de 12 con adición de filtros pasivos, sin embargo, tiene más aceptación en la industria porque es una solución más

económica que el rectificador de 24 pulsos. Además se satisfacen regulaciones nacionales e internacionales de generación de corrientes armónicas, aunque rectificadores de más de 18 pulsos podrían encontrarse en aplicaciones especiales.

1.2 FILTROS PASIVOS

El uso de filtros pasivos en sistemas eléctricos de potencia tiene en general dos objetivos: 1) evitar que corrientes armónicas provenientes de cargas no lineales penetren el sistema eléctrico; y 2) suministrar a la carga, a frecuencia fundamental, toda o parte de la potencia reactiva que ésta necesita para corregir su factor de potencia. Los filtros pasivos pueden ser, según la aplicación particular, de dos tipos:

- Filtros conectados en Serie
- Filtros conectados en paralelo

1.2.1 *FILTRO CONECTADO EN SERIE*

Este filtro consiste en un condensador en paralelo con una bobina. Si está sintonizado adecuadamente, permite bloquear la circulación de una corriente armónica particular entre dos puntos de un circuito, sin afectar el flujo de la corriente fundamental.

El filtro serie es utilizado comúnmente para aplicaciones monofásicas donde es sintonizado a la 3era armónica para un bloqueo efectivo de ella (orden de armónica más común en sistemas monofásicos). La sintonización implica que a 150 Hz tanto bobina como condensador deben ofrecer la misma reactancia. En estas condiciones el filtro presenta una reactancia idealmente infinita a la corriente de 3era armónica. Este filtro no genera resonancias en el sistema eléctrico, sin embargo, sus mayores desventajas son: 1) conduce

la corriente total de la carga, lo que implica un alto costo de construcción; y 2) necesita una adecuada aislación.

1.2.2 FILTRO CONECTADO EN PARALELO

Es la conexión más popular y el objetivo más importante de este filtro es atenuar la magnitud de las corrientes armónicas inyectadas al sistema eléctrico por una carga no lineal. Esto disminuye las tensiones armónicas en dicho sistema y con ello se mejora la calidad de la tensión suministrada por éste. Las tres configuraciones más utilizadas son el filtro sintonizado simple, el filtro pasa altos de segundo orden y el filtro de ramas múltiples, el cual es una combinación de los dos filtros anteriores.

1.2.2.1 Filtro Sintonizado Simple

La Figura 6 muestra un sistema eléctrico (representado por su equivalente Thevenin), alimentando una carga no lineal. En paralelo con la carga hay un filtro sintonizado simple, el cual consiste de un condensador y un inductor conectados en serie y está sintonizado a la frecuencia de la corriente armónica I_h . Así, el filtro presenta un camino de baja impedancia a la corriente armónica, evitando que dicha corriente penetre el sistema eléctrico. Una fracción de I_h , sin embargo, lo hace porque la impedancia del sistema es baja y comparable con la impedancia del filtro, la cual no es cero debido a la resistencia de la inductancia. En la práctica se coloca un adecuado número de filtros en paralelo de forma que la corriente fundamental alterne entre sistema y carga y las corrientes armónicas entre el sistema de filtros y carga.

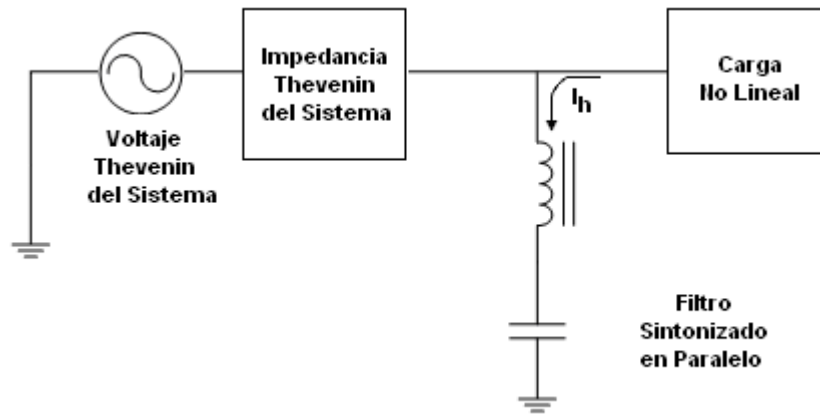


Figura 6 - Ejemplo de uso de un filtro sintonizado simple

El filtro en paralelo es más común y menos costoso que el filtro serie, debido a que no debe conducir la corriente total de la carga, sin embargo, debe haber un diseño cuidadoso ya que se pueden generar resonancias. Esto es debido a que siempre existe una frecuencia a la cual el filtro y la impedancia Thevenin del sistema, ambos conectados en paralelo, presenten máxima impedancia. Si una pequeña corriente armónica coincide con dicha frecuencia se provocarán tensiones armónicas importantes en el punto de conexión común de (PCC), produciéndose en dicho punto una tensión distorsionada de baja calidad, con el perjuicio obvio a todos los consumidores. Por lo tanto el filtro debe diseñarse tal que dicha frecuencia de resonancia no coincida con la frecuencia de alguna corriente armónica proveniente de la carga.

El diseño del filtro debe también considerar variaciones de la frecuencia de resonancia ante cambios topológicos en el sistema eléctrico debido a maniobras y cambios estructurales. Por esta razón el filtro se sintoniza a una frecuencia levemente menor (3 – 8%) que la frecuencia del armónico de menor orden, de tal forma que el filtro sea una inductancia equivalente a la frecuencia del armónico de menor orden y superiores (si el filtro fuera una capacitancia equivalente, habría posibilidad de una resonancia). Otros elementos a considerar en el diseño de los filtros pasivos son:

- El filtro se puede desintonizar debido a la tolerancia de fabricación de sus elementos L y C, o variaciones de estos por temperatura y envejecimiento.
- El filtro puede atraer corrientes armónicas provenientes de cargas vecinas, existiendo el peligro de sobrecarga.

El esquema general del filtro sintonizado simple y el gráfico de la impedancia en función de la frecuencia son mostrados en la Figura 7.

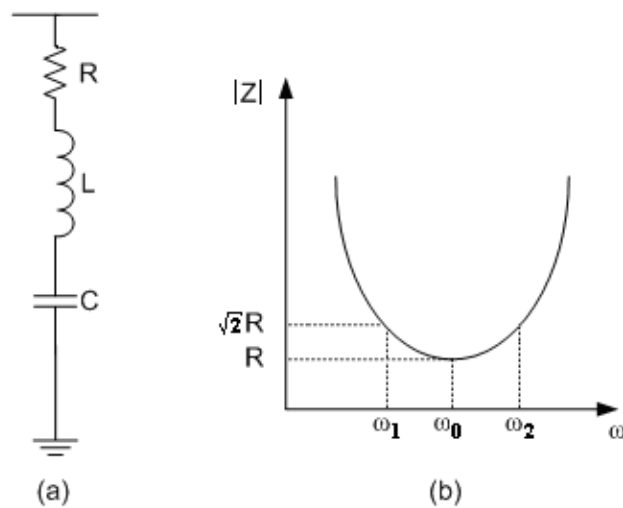


Figura 7 - (a) Filtro sintonizado simple, (b) $|Z|$ en función de la frecuencia

La impedancia de la rama del filtro está dada por:

$$Z = R + j \cdot \left[\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C} \right] \quad (10)$$

Un método simplificado de diseño del filtro considera primero la determinación de la capacidad del condensador en función del total de reactivos a necesitar para corregir el factor de potencia de la carga no lineal. A continuación se determina la tensión máxima del condensador estimando previamente las magnitudes de las corrientes fundamental y armónica. Ambas corrientes aportan a la tensión máxima en forma proporcional a la reactancia capacitiva respectiva. Normalmente, la corriente armónica no sobrecalentará el condensador debido a la gran capacidad térmica de este.

Haciendo cero la parte imaginaria de (10) se define la frecuencia de sintonía f_o del filtro:

$$\omega_o = 2\pi \cdot f_o = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (11)$$

El valor de L queda entonces dado por:

$$L = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_o)^2 \cdot C} \quad (12)$$

Como está indicado en la Figura 2.9, $\Delta\omega = \omega_1 - \omega_2$ es la banda de paso del filtro donde ω_1 y ω_2 son las frecuencias a las cuales $|Z| = \sqrt{2} \cdot R$ (cuando la impedancia aumenta 3 decibeles a partir del mínimo R).

El factor de calidad del filtro (Q) determina la agudeza de la sintonía, la cual debe ser adecuada para que el filtro mantenga su desempeño a pesar de las desviaciones de f_0 , producto de las variaciones de L y C.

El valor de Q está dado por:

$$Q = \frac{w_o}{w_1 - w_2} = \frac{w_o}{\Delta w} \quad (13)$$

Se puede demostrar que:

$$Q = \frac{w_o \cdot L}{R} = \frac{1}{w_o \cdot C \cdot R} \quad (14)$$

Dado un factor de calidad Q adecuado se puede despejar R. Un factor de calidad Q entre 30 y 60 permite un buen desempeño del filtro a las desviaciones de la frecuencia de sintonía y proporciona un R adecuado sin incrementar demasiado las pérdidas.

1.2.2.2 Filtro Pasa Alto de Segundo Orden

El esquema general del filtro pasa alto de segundo orden y el gráfico de la impedancia en función de la frecuencia es mostrado en la Figura 8

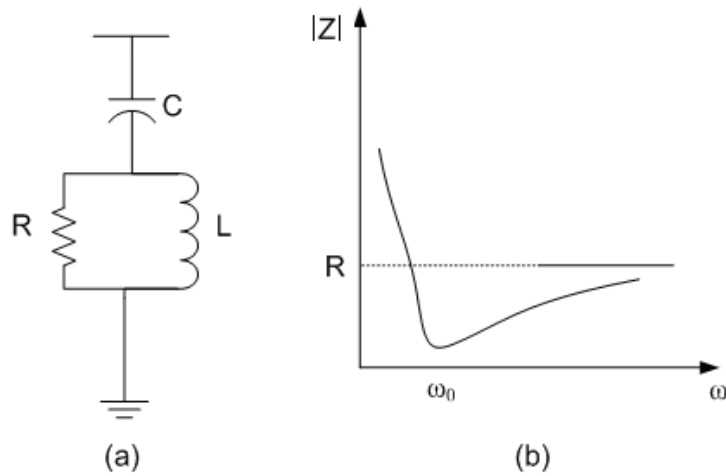


Figura 8 - (a) Filtro pasa alto, (b) $|Z|$ en función de la frecuencia

Este filtro ofrece una baja impedancia en un rango amplio de frecuencias a partir de la frecuencia ω_0 de sintonía, luego es muy robusto frente a problemas de pérdida de sintonía en comparación al filtro sintonizado simple.

La impedancia del filtro viene dada por:

$$Z = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C} + \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot L} \right)^{-1} ; \quad \omega \rightarrow \infty, Z \rightarrow R \quad (15)$$

Similar al filtro sintonizado simple, el valor de la frecuencia de sintonía es:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (16)$$

El factor de calidad, sin embargo, tiene una ecuación opuesta (ver ecuación (14)):

$$Q = \frac{R}{\omega_o \cdot L} = \omega_o \cdot R \cdot C \quad (17)$$

Luego, el factor de calidad Q es mucho más bajo que en el caso del filtro sintonizado simple y los valores típicos varían entre 0.7 y 1.4.

1.2.2.3 Filtros de Ramas Múltiples

La Figura 9 muestra este tipo de configuración, la cual atenúa adecuadamente las componentes armónicas que ingresan al sistema eléctrico. Se instalan en paralelo varias ramas de filtros sintonizados simples para atenuar componentes de baja frecuencia y un filtro pasa alto de segundo orden para reducir componentes de frecuencia superior.

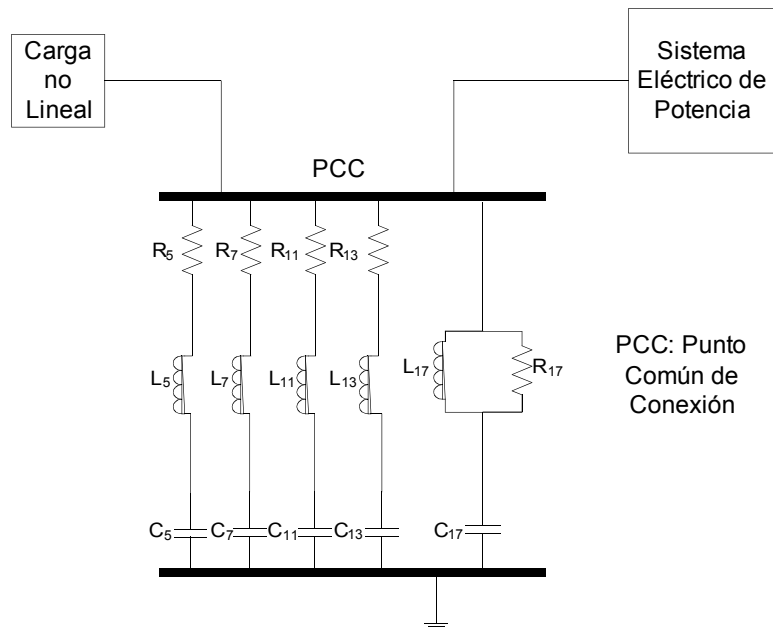


Figura 9 - Uso de filtros sintonizados simples y filtro pasa alto de segundo orden

1.3 FILTROS ACTIVOS

Tradicionalmente, la penetración de corrientes armónicas en el sistema eléctrico desde cargas no lineales ha sido reducida mediante el uso de filtros pasivos. Sin embargo, se presentan las siguientes desventajas: a) resonancias entre el filtro pasivo y el sistema eléctrico; b) sobrecompensación de potencia reactiva a frecuencia fundamental; y c) pobre adaptación a cambios topológicos en el sistema eléctrico y fluctuaciones de la carga.

Los filtros activos, sin embargo, pueden compensar corrientes y tensiones armónicas muy fluctuantes, compensar potencia reactiva, regular voltaje en alimentadores, suprimir flicker y equilibrar voltajes en sistemas trifásicos. También tienen un buen comportamiento dinámico y son de menor tamaño que los filtros pasivos. En general el filtro activo tiene gran aceptación en bajas potencias, sin embargo, para potencias medias y altas es muy competitivo también el rectificador PWM y los filtros pasivos. Para potencias muy altas como la transmisión de energía en corriente continua, el filtro pasivo es dominante.

La topología del filtro activo es la de un inversor PWM fuente de tensión, el cual se puede expandir en varios niveles o etapas para satisfacer la compensación de cargas de gran potencia y con una baja frecuencia de conmutación. El acoplamiento del filtro activo a la barra de alimentación debe realizarse a través de inductancias. Un condensador electrolítico mantiene una tensión en el lado de CC constante. La Figura 10 muestra las diferentes topologías para los filtros activos: a) filtro activo conectado en paralelo; b) filtro activo conectado en serie; y c) filtro activo híbrido (combinación con filtros pasivos).

El filtro activo conectado en paralelo es usado para compensar corrientes armónicas, potencia reactiva y desbalances de tensión. La compensación de potencia reactiva puede ser

para mejorar el perfil de tensiones en una barra en particular o mejorar el factor de potencia.

El filtro activo en serie se conecta entre la carga y el sistema eléctrico a través de un transformador de acoplamiento para eliminar tensiones armónicas y balancear o regular tensión de carga o de línea. En un circuito trifásico se usan tres transformadores acoplamiento conectados en estrella donde el neutro es el punto medio de dos condensadores en el lado de CC. También, el condensador en el lado de CC puede alimentar tres inversores monofásicos en paralelo. El lado de CA de cada inversor monofásico se conecta a cada uno de los transformadores monofásicos.

El filtro activo híbrido es un método práctico para reducir prácticamente a cero la inyección de corrientes armónicas en el sistema eléctrico (el filtro activo serie actúa de aislador armónico), disminuyéndose la aparición de resonancias. Por otra parte se disminuye la sobrecarga del filtro pasivo con armónicos provenientes de otras cargas no lineales. Es un método económico también, porque la potencia del filtro activo puede a veces alcanzar el 1 % de la potencia nominal de la carga no lineal.

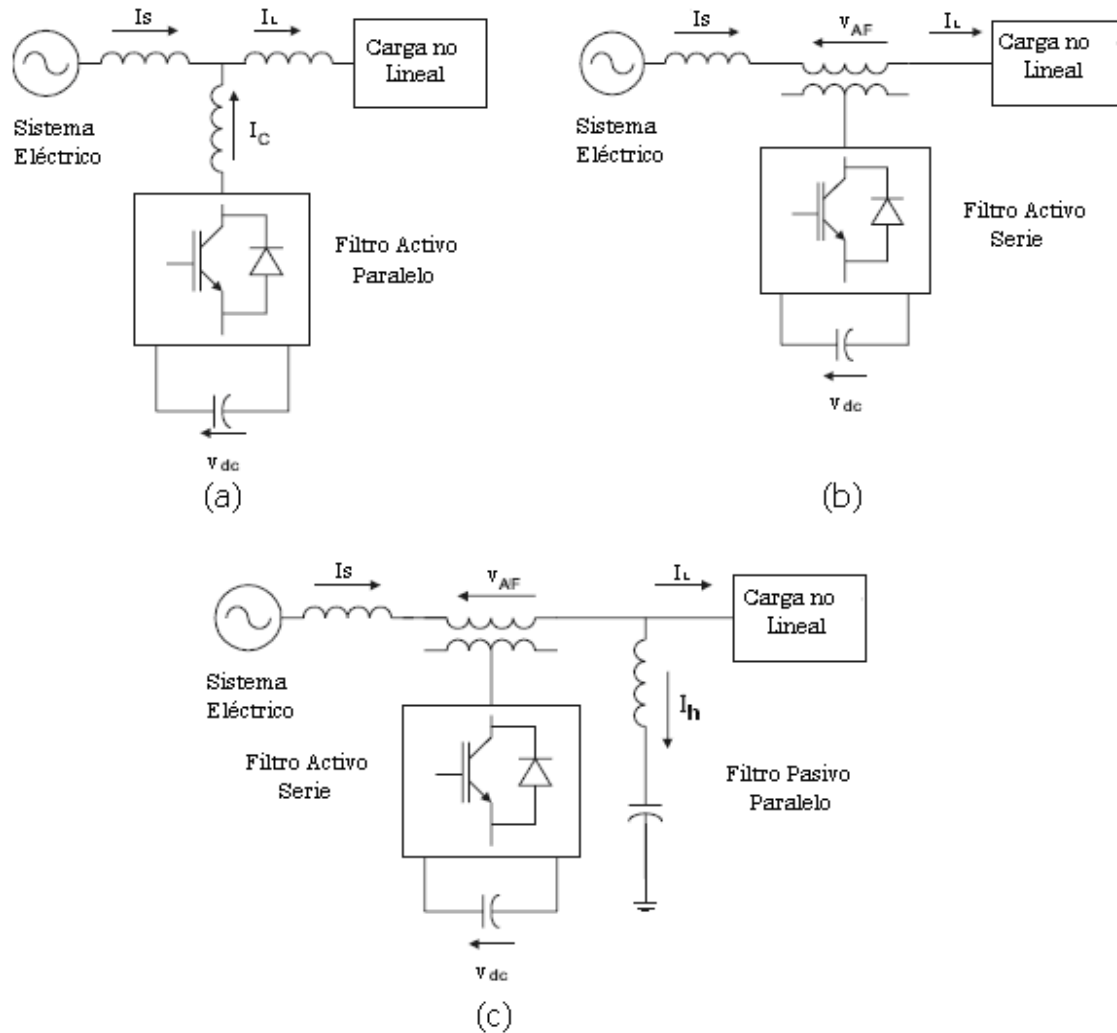


Figura 10 - Diferentes topologías de filtros activos a) Conexión paralela; b) Conexión serie; y c) Conexión híbrida

1.3.1 FILTRO ACTIVO CONECTADO EN PARALELO

De la Figura 11, cuando se inyecta una corriente armónica igual en magnitud y fase a la similar que circula por el rectificador CA/CC, hay una cancelación de dicha corriente armónica en el sistema eléctrico. Si se cancela todo el flujo armónico, la corriente I_s puede ser perfectamente sinusoidal. El rectificador multipulso realiza una cancelación armónica similar.

También el filtro activo puede proveer la potencia reactiva que necesita la carga a frecuencia fundamental de tal forma que el sistema eléctrico provea solamente potencia activa con corrientes y tensiones en fase perfectamente sinusoidales. Parte de la potencia activa que provea el sistema eléctrico, sin embargo, debe derivarse al filtro activo para compensar pérdidas de energía en las inductancias de acoplamiento y en los interruptores del inversor y además pérdidas de tensión en el condensador electrolítico en el lado de CC.

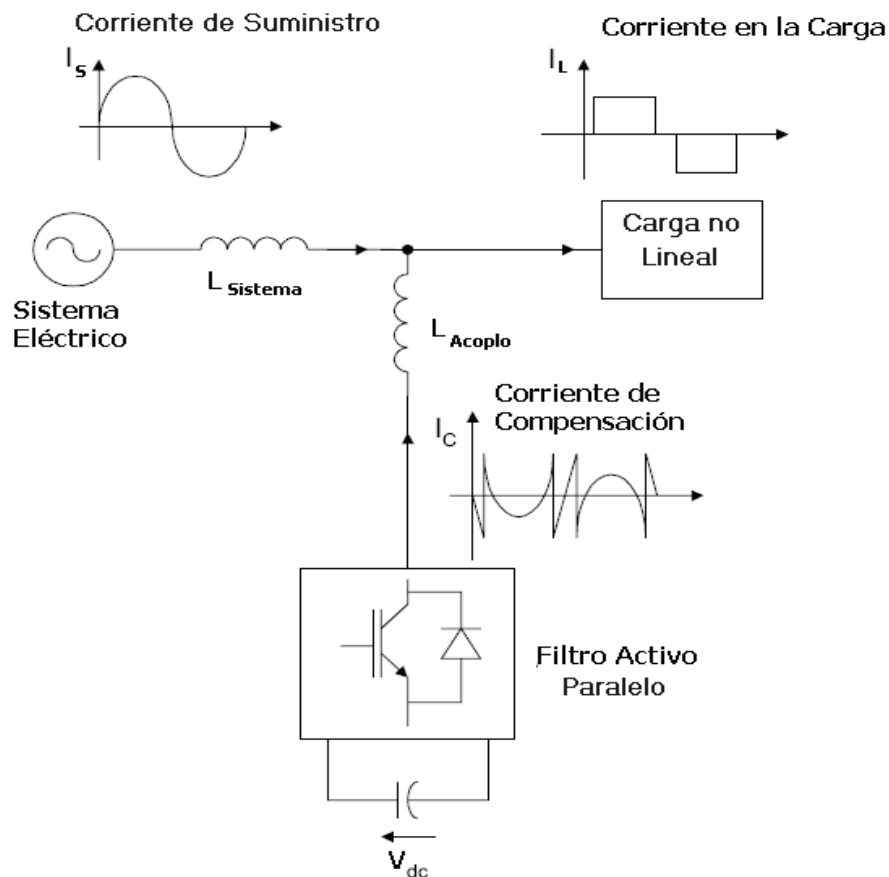


Figura 11 - Esquema del filtro activo en conexión paralela

El esquema de control debe definir la forma de onda de la corriente de referencia por cada fase del inversor y controlar los interruptores tal que las corrientes reales sigan sus respectivas referencias. Dicha corriente de referencia es la suma de dos componentes: una componente armónica y una componente fundamental. La componente armónica resulta de

calcular y componer el contenido armónico de la corriente de carga. Por otra parte, la componente fundamental debe tener una magnitud y fase, (con respecto a la tensión de la barra), tal que: a) fluya suficiente potencia activa hacia el inversor para compensar pérdidas en interruptores e inductancias y mantener la tensión en el lado CC constante; y b) fluya suficiente potencia reactiva hacia la barra para compensar la potencia reactiva que necesita la carga.

1.3.2 *FILTRO ACTIVO CONECTADO EN SERIE*

El esquema de este filtro se muestra en la Figura 12 y opera como regulador de tensión en el sentido de proteger al consumidor de una tensión de alimentación de calidad inadecuada. Esta opción es especialmente recomendada para compensación de tensiones desbalanceadas y caídas en su magnitud. Puede ser una alternativa económica, dependiendo la aplicación, al uso de fuentes ininterrumpibles de energía (UPS), ya que estas involucran el uso de baterías y en general componentes de mayor potencia, ya que por el inversor fluye toda la potencia del circuito.

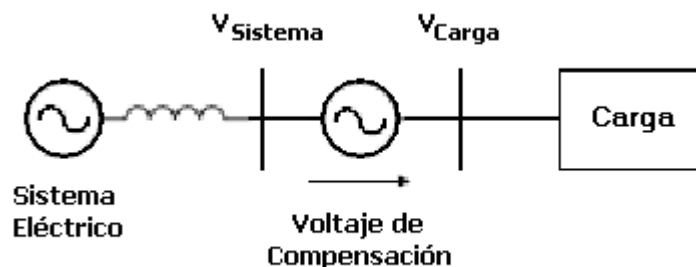


Figura 12 - Esquema del filtro activo en conexión serie

1.3.3 *FILTRO ACTIVO HÍBRIDO*

El esquema de este filtro se muestra en la Figura 13 y corresponde al esquema del filtro activo en conexión serie más un filtro pasivo conectado en paralelo con la carga. El

filtro activo en conexión serie actúa como un perfecto aislador armónico forzando la carga armónica a circular totalmente por el filtro pasivo. La potencia del filtro activo es una pequeña fracción de la potencia de la carga no lineal, sin embargo, esta potencia puede incrementarse en caso de compensación de tensión.

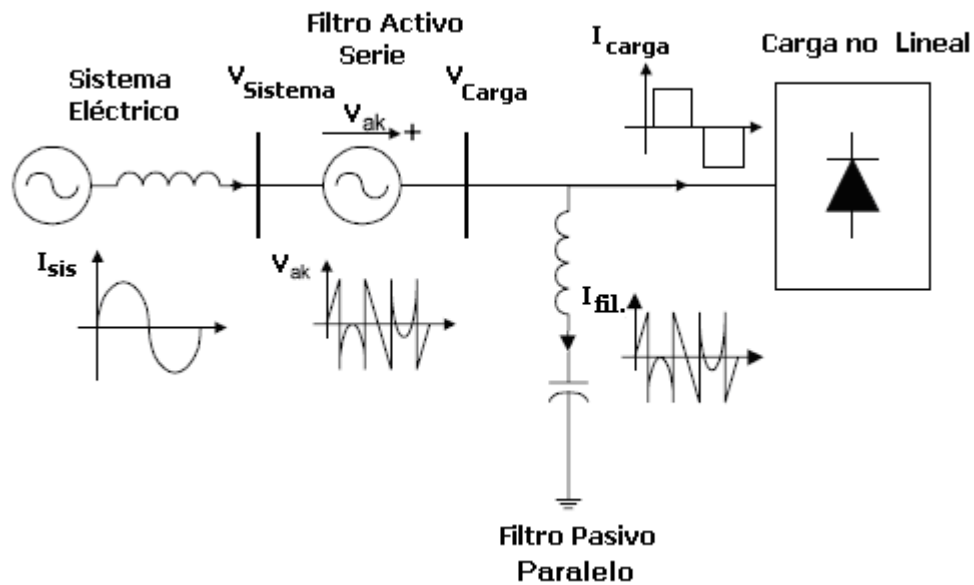


Figura 13 - Esquema del filtro activo híbrido

1.4 RECTIFICADORES PWM

Los rectificadores PWM usan interruptores de conmutación forzada. Esto permite la conmutación de los interruptores cientos de veces en un período, a diferencia de los rectificadores de conmutación natural, donde los tiristores conmutan una sola vez por período. Esta flexibilidad entrega las siguientes ventajas: a) corrientes y tensiones pueden modularse utilizando la tecnología PWM, generándose menos contaminación armónica; y b) el factor de potencia puede ser controlado, inclusive en adelante.

Hay dos maneras de implementar el rectificador PWM: s) rectificador fuente de corriente, donde la reversión de potencia se logra revirtiendo la tensión en el lado de CC; y b) rectificador fuente de tensión, donde la reversión de potencia se logra revirtiendo la corriente en el lado de CC. En el primer caso, se usan interruptores GTO o GCT, ya que ellos pueden trabajar con cualquier polaridad de tensión (interruptores simétricos). En el segundo caso no hay reversión de tensión luego se puede usar el interruptor IGBT (interruptor asimétrico), el cual provee además una alta frecuencia de conmutación y el diodo en antiparalelo está encapsulado junto con el interruptor. Para equipamientos industriales de mediana potencia, sin embargo, la frecuencia de conmutación es normalmente 200 Hz para GTOs y 500 Hz para IGBTs y GCTs.

1.4.1 RECTIFICADOR PWM FUENTE DE CORRIENTE

La Figura 14 muestra el diagrama circuital del rectificador PWM fuente de corriente y la Figura 15 las formas de onda en el circuito.

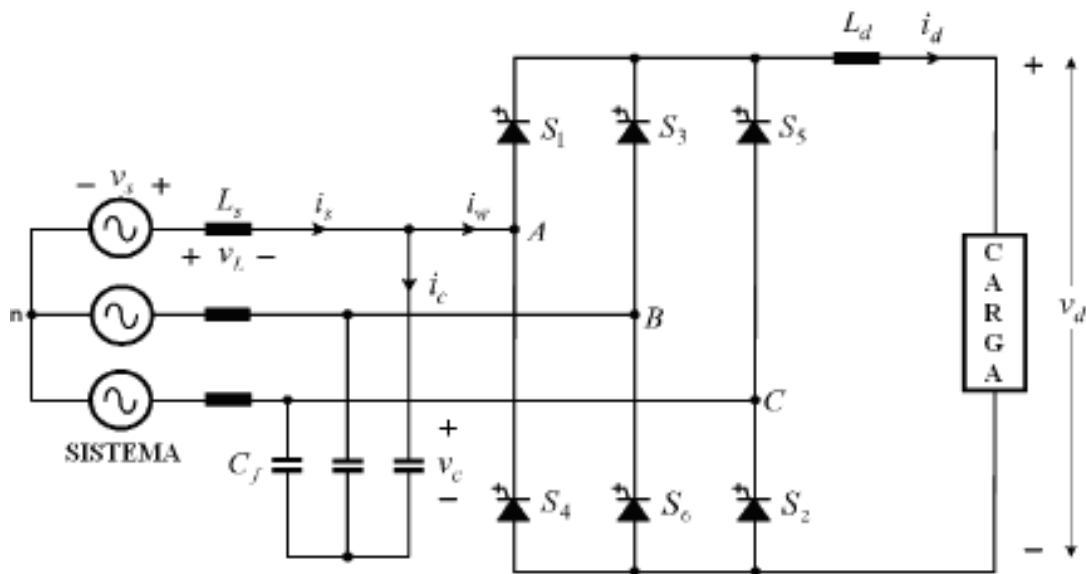


Figura 14 - Rectificador PWM fuente de corriente

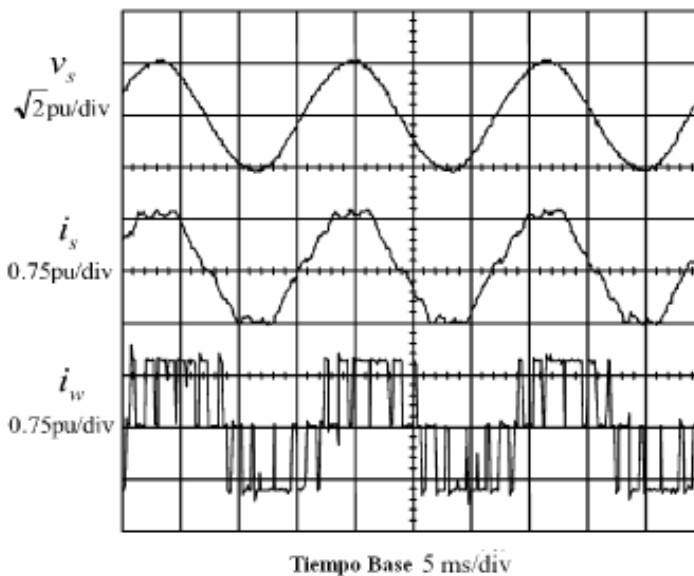


Figura 15 - Formas de onda en el rectificador PWM fuente de corriente

Debido a la inductancia de aplanamiento L_d , la corriente I_d es libre de ripple. A través de adecuadas aperturas y cierres de los interruptores, esta corriente I_d define tres niveles en la corriente i_w ($+I_d$, 0 , $-I_d$). La corriente i_w es altamente distorsionada, sin embargo, la inductancia L_s mejora notablemente la distorsión de la corriente i_s de entrada. Los condensadores a la entrada del rectificador tienen el propósito de almacenar la energía magnética almacenada en las inductancias L_s cuando los interruptores S_1 – S_6 abren y así se evita la destrucción de estos últimos.

El circuito de control es complejo y sus funciones son: a) reducir la distorsión de corriente a la entrada; b) mantener una corriente constante en el lado de CC; c) controlar el flujo de potencia en magnitud y sentido; d) controlar el factor de potencia a pesar que los condensadores a la entrada limitan la flexibilidad; y e) evitar resonancias L-C a la entrada. Este rectificador, sin embargo, presenta dos notables ventajas: a) usando interruptores en serie la tensión en el lado de CC puede ser de varios kV; b) la corriente i_w en la Figura 15 muestra una baja frecuencia de conmutación en los interruptores lo que reduce las pérdidas en el circuito.

1.4.2 RECTIFICADOR PWM FUENTE DE TENSIÓN

La Figura 16 muestra el diagrama circuital del rectificador PWM fuente de tensión. La Figura 17 y Figura 18 muestran formas de onda de las tensiones PWM fase-fase y fase-neutro respectivamente.

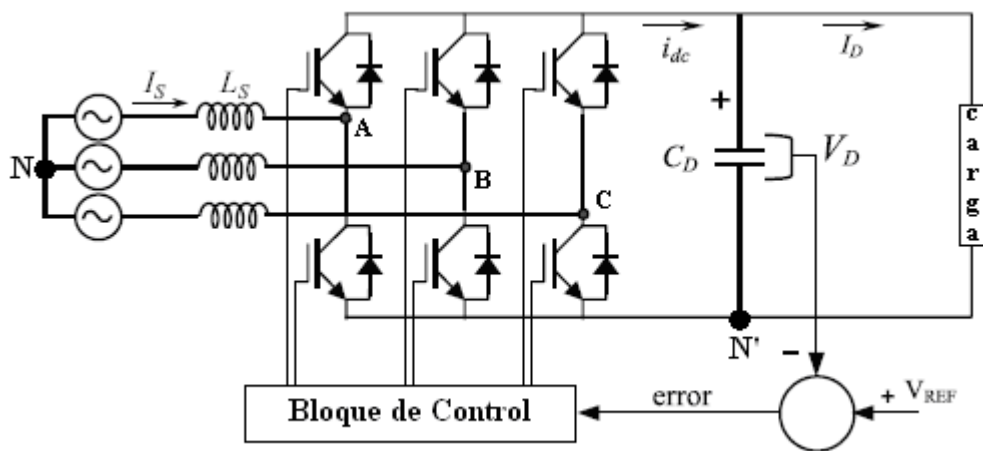


Figura 16 - Rectificador PWM fuente de voltaje.

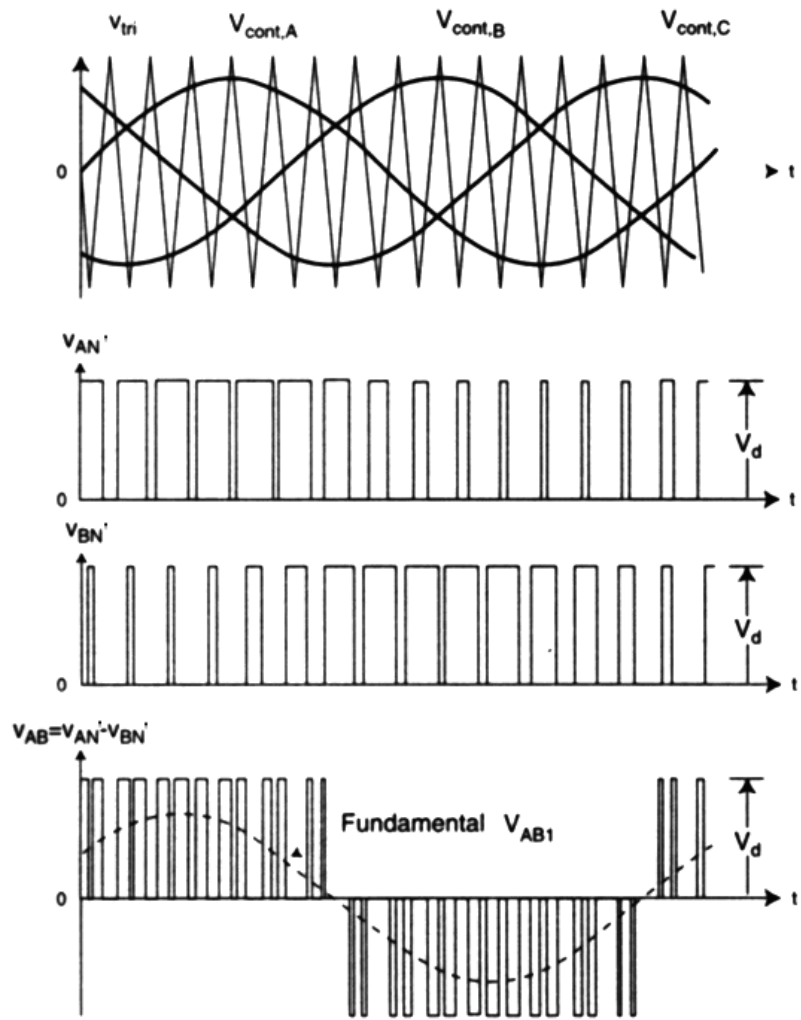


Figura 17- Tensión PWM fase-fase VAB

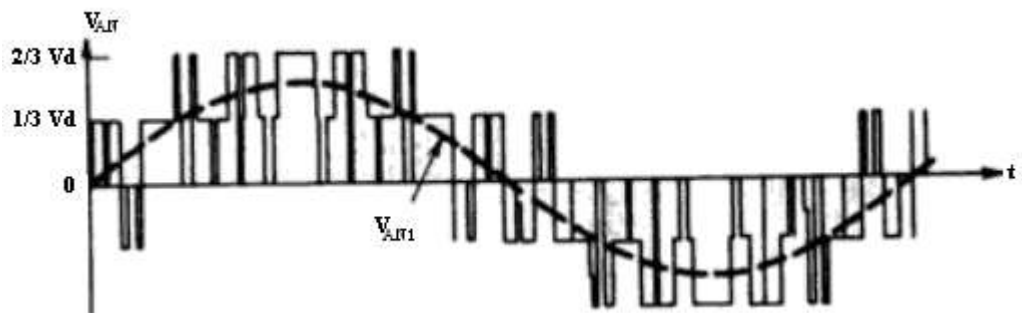


Figura 18 - Tensión PWM fase-neutro VAN

La Figura 17 muestra en la parte superior las señales de control (una señal triangular y tres señales sinusoidales) para controlar la apertura y cierre de los seis interruptores. Las intersecciones de la señal triangular (V_{tri}) con la señal sinusoidal ($V_{con,A}$), controlan la apertura y cierre de los interruptores superior e inferior de la rama A. Las intersecciones de la señal triangular con las otras dos señales sinusoidales controlan los interruptores de las otras dos ramas. En general, cuando una señal sinusoidal esta sobre/bajo la señal triangular se cierra el interruptor superior/inferior de la rama respectiva. La tensión V_{AN} es V_d cuando se cierra el interruptor superior de la rama A y es cero cuando se cierra el interruptor inferior de la misma rama. La tensión V_{BN} es la tensión V_{AN} desplazada 120° . La resta de las dos tensiones anteriores define la tensión V_{AB} . Las tensiones V_{BC} y V_{CA} se construyen desplazando la tensión V_{AB} 120° y 240° respectivamente.

La Figura 18 muestra la tensión V_{AN} deducida usando la siguiente ecuación (donde N es el punto neutro del suministro):

$$V_{AN} = 1/3 \cdot (V_{AB} - V_{CA}) \quad (18)$$

Las tensiones V_{BN} y V_{CN} se construyen desplazando la tensión V_{AN} 120° y 240° respectivamente. Las tensiones PWM mencionadas (fase-fase o fase-neutro) tienen la siguiente característica: si se aumenta el número de pulsos por semi-período, a través de aumentar la frecuencia de la señal triangular, la frecuencia de las tensiones armónicas se desplaza al extremo de frecuencia infinita. En esta condición de tensiones armónicas de gran frecuencia, solo la tensión fundamental interactúa con el circuito externo (V y L_s), dado que las tensiones armónicas no producen corrientes armónicas porque la inductancia L_s se comporta como un circuito abierto.

En las Figura 17 y Figura 18 el valor RMS, la frecuencia y el desfase de las tensiones PWM V_{AB} y V_{AN} , o de las tensiones fundamentales V_{AB1} y V_{AN1} , se ajustan en forma directa con el valor RMS, frecuencia y desfase de las señales sinusoidales de control. Por ejemplo en la Figura 17, al aumentar las magnitudes de las señales sinusoidales de control, aumenta el ancho de los pulsos en las tensiones V_{AN} , V_{BN} , y V_{AB} y luego aumenta el valor RMS de V_{AB} (también el valor RMS de V_{AB1}).

Esta flexibilidad de las tensiones PWM y sus componentes fundamentales respectivas, es aprovechado en los diagramas fasoriales de la Figura 19, donde el fasor V_{AN1} juega un rol preponderante al ajustarse adecuadamente en magnitud y fase.

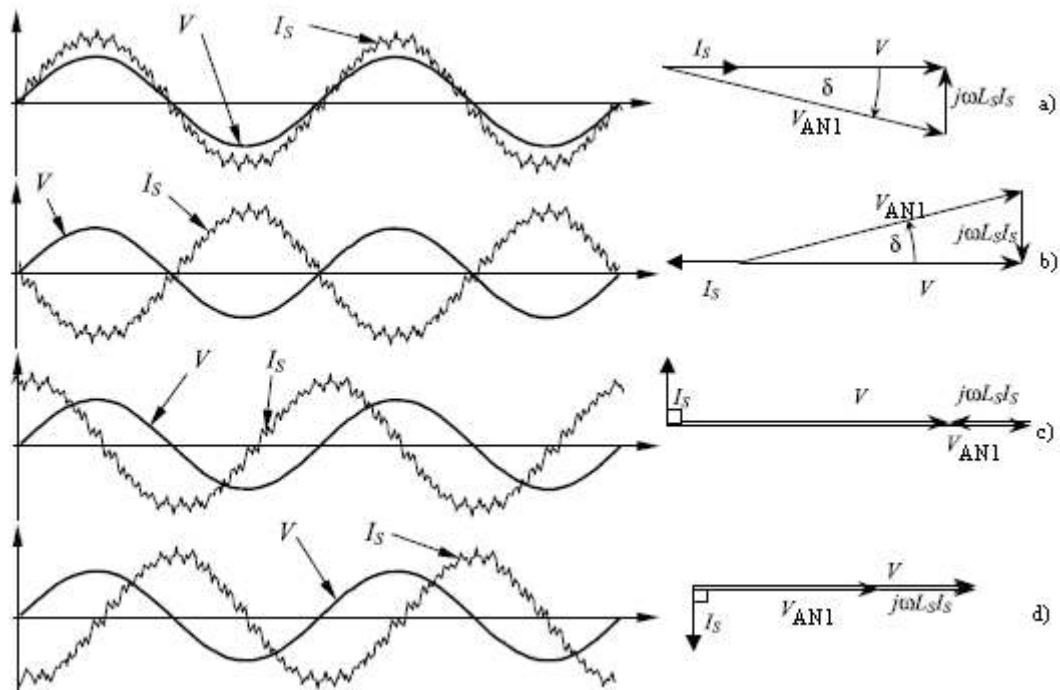


Figura 19 - Diferentes diagramas fasoriales a la entrada del rectificador PWM

En los cuatro diagramas fasoriales mostrados en la Figura 19 se cumple:

$$V = V_{AN1} + j\omega L_S \cdot I_S \quad (19)$$

Los diagramas fasoriales de la Figura 19 muestran los siguientes comportamientos del circuito:

- En el diagrama a), V_{AN1} se eligió tal que la corriente I_S tenga una magnitud particular y esté en fase con respecto a V , es decir, el suministro ve una resistencia ajustable, por lo tanto entrega una potencia activa posible de ajustar.
- En el diagrama b), V_{AN1} se eligió tal que la corriente I_S tenga una magnitud particular y esté en oposición de fase con respecto a V , es decir, el suministro ve una resistencia negativa ajustable, por lo tanto recibe una potencia activa posible de ajustar.
- En el diagrama c), V_{AN1} se eligió tal que la corriente I_S tenga una magnitud particular y esté 90° en adelanto con respecto a V , es decir, el suministro ve un condensador ajustable, por lo tanto recibe una potencia reactiva ajustable.
- En diagrama d), V_{AN1} se eligió tal que la corriente I_S tenga una magnitud particular y esté 90° en atraso con respecto a V , es decir, el suministro ve una inductancia ajustable, por lo tanto entrega una potencia reactiva ajustable.

En general, la potencia activa y reactiva de la fuente puede estar en los cuatro cuadrantes manejando adecuadamente la magnitud y fase de la corriente I_S . El flujo de potencia activa, sin embargo, no es arbitrario y debe satisfacerse un cierto equilibrio. La magnitud y sentido de la potencia activa se define a través de mantener constante la tensión V_D en el condensador. Si aumenta la corriente I_D debido a que la carga consume más potencia, el condensador va a tender a descargarse disminuyendo su voltaje, lo que es una señal para que el control aumente la potencia proveniente del suministro y así se restablezca el voltaje V_D y el equilibrio de potencias. Si se revierte la corriente I_D debido a que la carga devuelve potencia, el condensador va a tender a cargarse elevando su voltaje,

lo que es una señal para que el control ordene que el suministro absorba potencia hasta restablecer el voltaje V_D y el equilibrio de potencias.

1.4.3 INVERSORES PWM FUENTE DE CORRIENTE Y FUENTE DE TENSIÓN (IFC E IFV)

Si a los rectificadores PWM vistos se les aplica una rotación de 180° manteniendo el sentido positivo de la variable de corriente continua (esto significa que en el IFC hay que rotar también los interruptores), entonces los pulsos unipolares de corriente y tensión podrían alimentar un motor de inducción jaula de ardilla. La Figura 20 y Figura 21 muestran las configuraciones circuitales respectivas.

La configuración circuital fuente de tensión es la más popular porque usa IGBTs como interruptores de conmutación forzada, los cuales pueden conmutar a alta velocidad para reducción de las corrientes armónicas y el diodo antiparalelo es encapsulado al interruptor. Además, en el circuito de CC el condensador C es menos voluminoso y más económico que la inductancia L.

Para que la velocidad del motor sea ajustable, la alimentación debe ser a frecuencia variable. Como las variaciones de frecuencia afectan en forma inversa al flujo magnético en el motor y las variaciones de tensión lo hacen en forma directa, un cociente V/f constante permite un flujo magnético en el motor constante. La inductancia del motor opone una alta reactancia a la circulación de corrientes armónicas, por lo tanto la corriente del motor es sinusoidal y óptima para generar un torque de buena calidad.

El motor de inducción podrá acelerar o frenar en la medida que el sistema eléctrico de suministro entregue o absorba potencia activa respectivamente. Claramente, el frenado es regenerativo porque la energía cinética a desalojar en el sistema mecánico es convertida a energía eléctrica y absorbida por el sistema eléctrico suministrador donde es reutilizada. También, el sistema eléctrico suministrador es muy flexible en recibir o entregar potencia reactiva, para por ejemplo mejorar el factor de potencia de la barra de alimentación. Para accionamientos con varios kV en el lazo de CC a menudo los interruptores de conmutación forzada se conectan en serie, a pesar de que dicha tensión puede no ser distribuida igualmente.

Estos sistemas de accionamiento de motores, sin embargo, enfrentan serios desafíos. Los pulsos de tensión de salida del inversor, dependiendo de la velocidad del interruptor y el voltaje del lazo de CC, presentan altos dv/dt los cuales pueden exceder los $10.000 \text{ V}/\mu\text{s}$. Esto puede afectar la aislación del motor y a través de capacitancias parásitas afectar inclusive los rodamientos. El alto dv/dt puede también causar emisión electromagnética en los cables entre el inversor y el motor y por lo tanto interferencias con equipamientos electrónicos sensibles. Aún más, dependiendo de la impedancia de onda del cable y las impedancias vistas en los extremos del motor e inversor, el alto dv/dt puede causar reflexiones de onda que pueden doblar la tensión en los terminales del motor, dañándolo severamente. Para $500 \text{ V}/\mu\text{s}$ el cable no debería exceder los 100 metros, para $1.000 \text{ V}/\mu\text{s}$ el límite sería 50 metros y para $10.000 \text{ V}/\mu\text{s}$ el límite sería 5 metros. Como última alternativa el fabricante del inversor debe ser consultado. Finalmente, corrientes distorsionadas provocan torque pulsatorios cuya frecuencia podría coincidir con la frecuencia natural del sistema mecánico, en cuyo caso podrían producirse severos daños mecánicos.

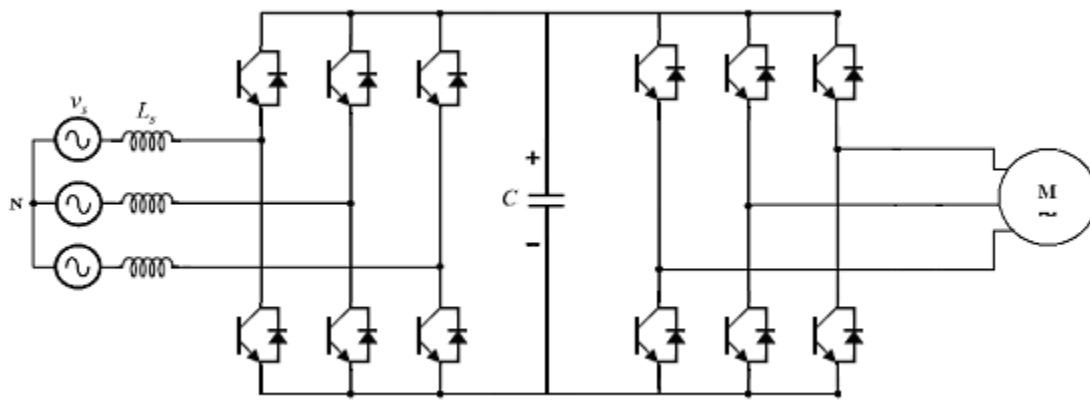


Figura 20 - Configuración circuital fuente de tensión

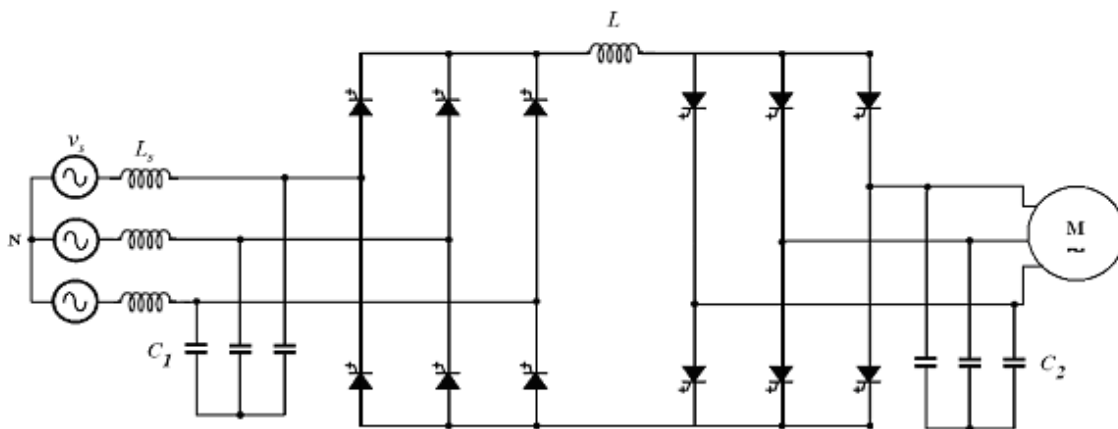


Figura 21 - Configuración circuital fuente de corriente

1.5 TÉCNICA GENERALIZADA DE RECTIFICACIÓN PRESENTAD POR EL PROF. VILLABLANCA

Durante los recientes años, el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Santiago ha sido líder en el estudio de sistemas de rectificación CA/CC, desarrollando una técnica novedosa y simple que ha dado lugar a múltiples publicaciones. Dicha técnica consiste en modular la corriente CC, de modo que esta refleje en el lado CA una corriente perfectamente sinusoidal y de esta forma evitar la inyección de corrientes armónicas a la red.

La técnica propuesta considera que gran parte de los rectificadores CA/CC utilizados en la industria se produce a partir de dos rectificadores de base, cada uno con P número de pulsos y ambos conectados en paralelo o en serie. Por ejemplo en la Figura 22 b) los rectificadores están en serie mientras que en las Figura 22 a) están en paralelo. La Figura 23 muestra la forma de onda de las corrientes I_{S1} e I_{S2} que fluyen a través del rectificador. Además, cada cruce por cero "zc", se sincroniza con el cambio periódico de la conmutación que ocurre dentro de cada rectificador. Así, en la figura. 1b) T es el tiempo entre los cambios dentro de la conmutación de los rectificadores y $T/2$ es el desplazamiento de fase entre los rectificadores, donde se cumple que:

$$T = \frac{2\pi}{P}, \text{ con } P = N^\circ \text{ pulsos} \quad (20)$$

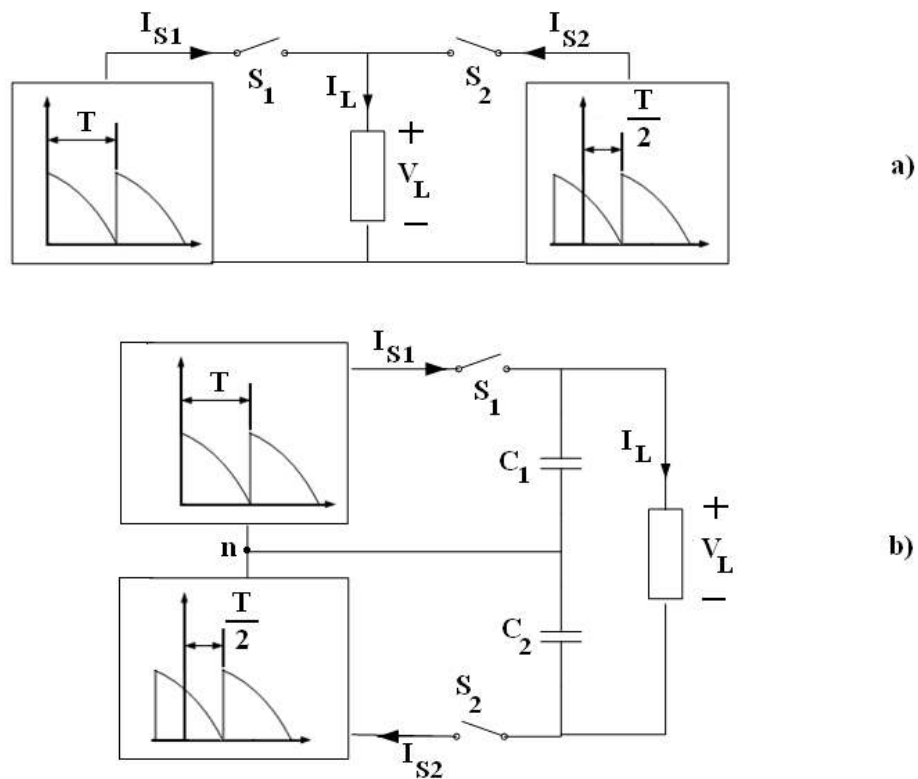


Figura 22 - Configuración de Rectificadores: a) conexión paralela b) conexión serie

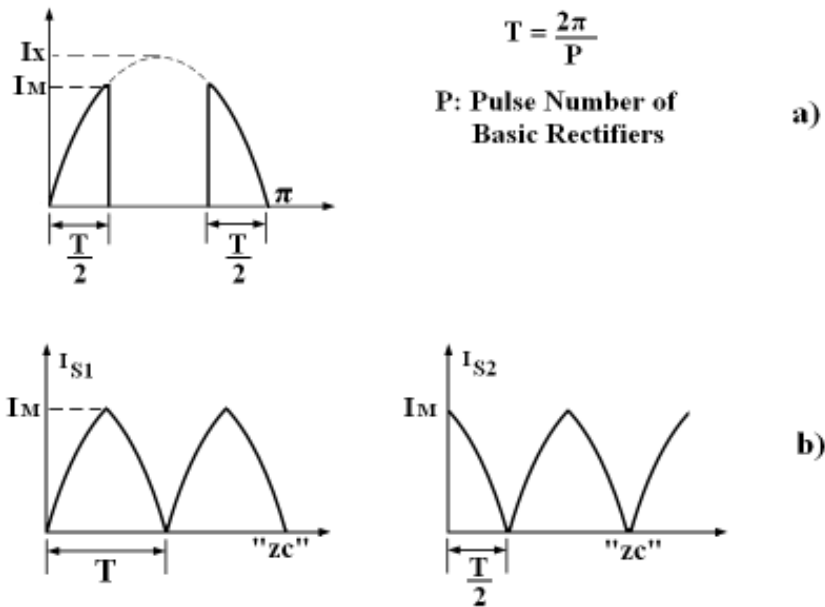


Figura 23 - Corriente de referencia

Un interruptor en serie en cada rectificador modula las corrientes I_{S1} e I_{S2} siguiendo la referencia pre-establecida a través acciones de encendido y apagado (un circuito snubber está conectado en paralelo con cada interruptor de protección, de forma de suavizar los transientes). Por lo tanto, los interruptores S1 y S2 se comportan como perfectas fuentes de corriente y las componentes CA y CC asociadas circulan libremente alrededor de la respectiva "fuente de corriente", formando un circuito cerrado. Las componentes de corriente continua de las corrientes I_{S1} y I_{S2} son idénticas mientras que los componentes de corriente alterna son diferentes. Con esto en perspectiva, es fácil de entender el camino de las corrientes, independientemente de la naturaleza de la carga (resistiva, inductiva o capacitiva). La relación entre la corriente de carga y la amplitud de la corriente de referencia es:

$$\bar{I}_L = \bar{I}_{S1} + \bar{I}_{S2} = 2 \cdot \bar{I}_{S1} \quad (\text{conexión paralela}) \quad (21)$$

$$\bar{I}_L = \bar{I}_{S1} = \bar{I}_{S2} \quad (\text{conexión serie}) \quad (22)$$

Durante los años de investigación se obtuvieron favorables resultados de la técnica, utilizando un prototipo semi-industrial diseñado y construido para validar esta propuesta. Los resultados para las distintas configuraciones son presentados a continuación, siendo una recopilación de los resultados publicados en diversas revistas internacionales.

1.5.1 RECTIFICADOR 6 PULSOS SERIE:

Esta configuración utiliza un transformador delta – estrella conectado a un puente rectificador como se muestra en la Figura 24 a). Luego se tienen los interruptores que modulan la corriente, conectados finalmente a los condensadores que están en paralelo con la carga. En la Figura 24 c) se muestra la corriente de entrada al rectificador, siendo esta casi una senoide perfecta.

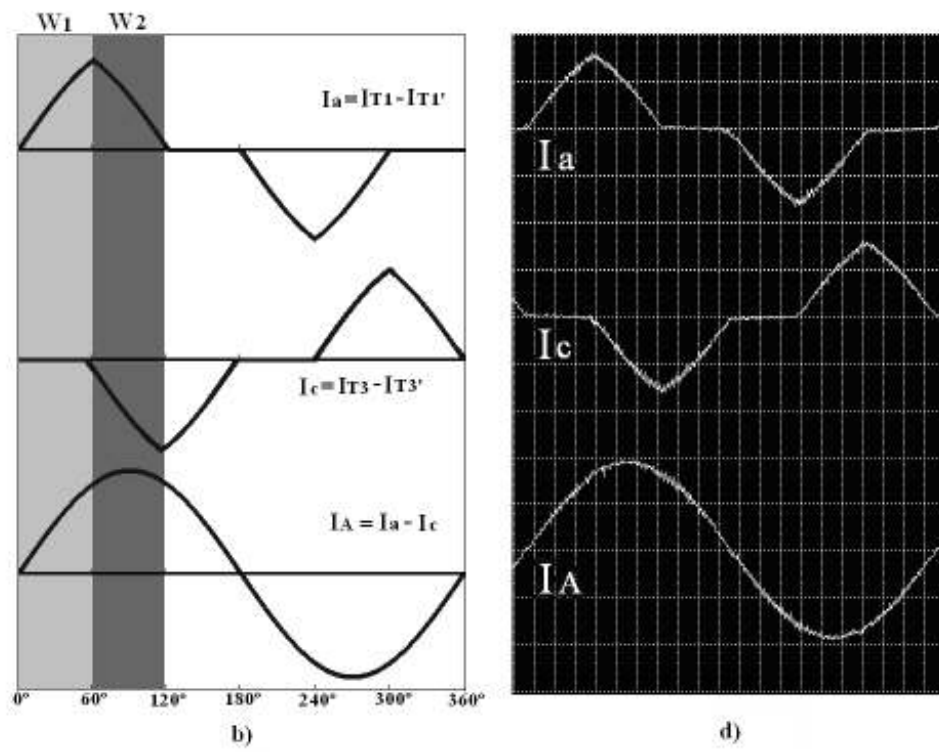
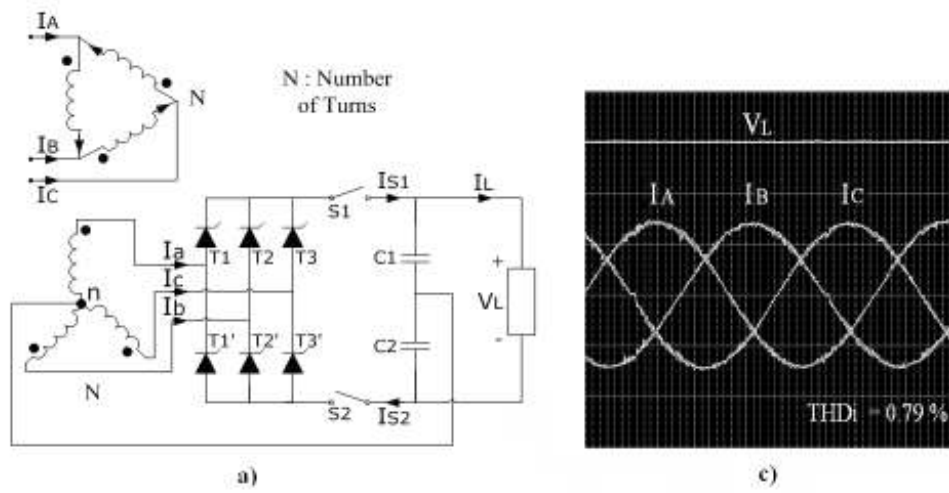


Figura 24 - Rectificador 6 Pulsos Serie

1.5.2 RECTIFICADOR 6 PULSOS ZIG-ZAG

Esta aplicación está orientada a aplicaciones de baja potencia por lo que no utiliza un transformador de entrada, en su lugar utiliza un transformador zig-zag de baja potencia. La configuración restante es similar a un rectificador 6 pulsos serie.

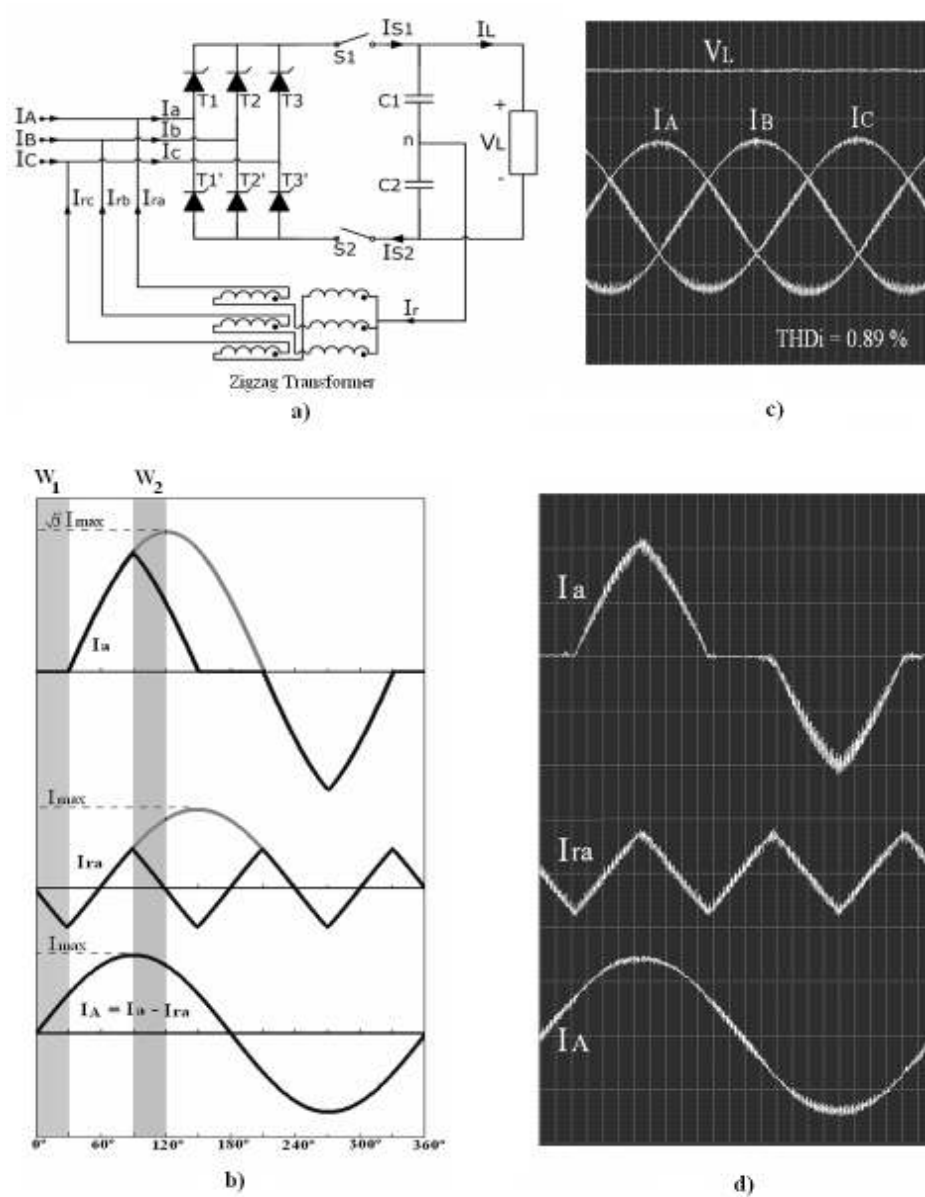


Figura 25 - Rectificador 6 pulsos Zig-Zg

1.5.3 RECTIFICADOR 6 PULSOS PARALELO

Esta configuración utiliza un transformador con el primario en delta y doble secundario, ambos en estrella pero con polaridades opuestas, como se muestra en la Figura 26 a).

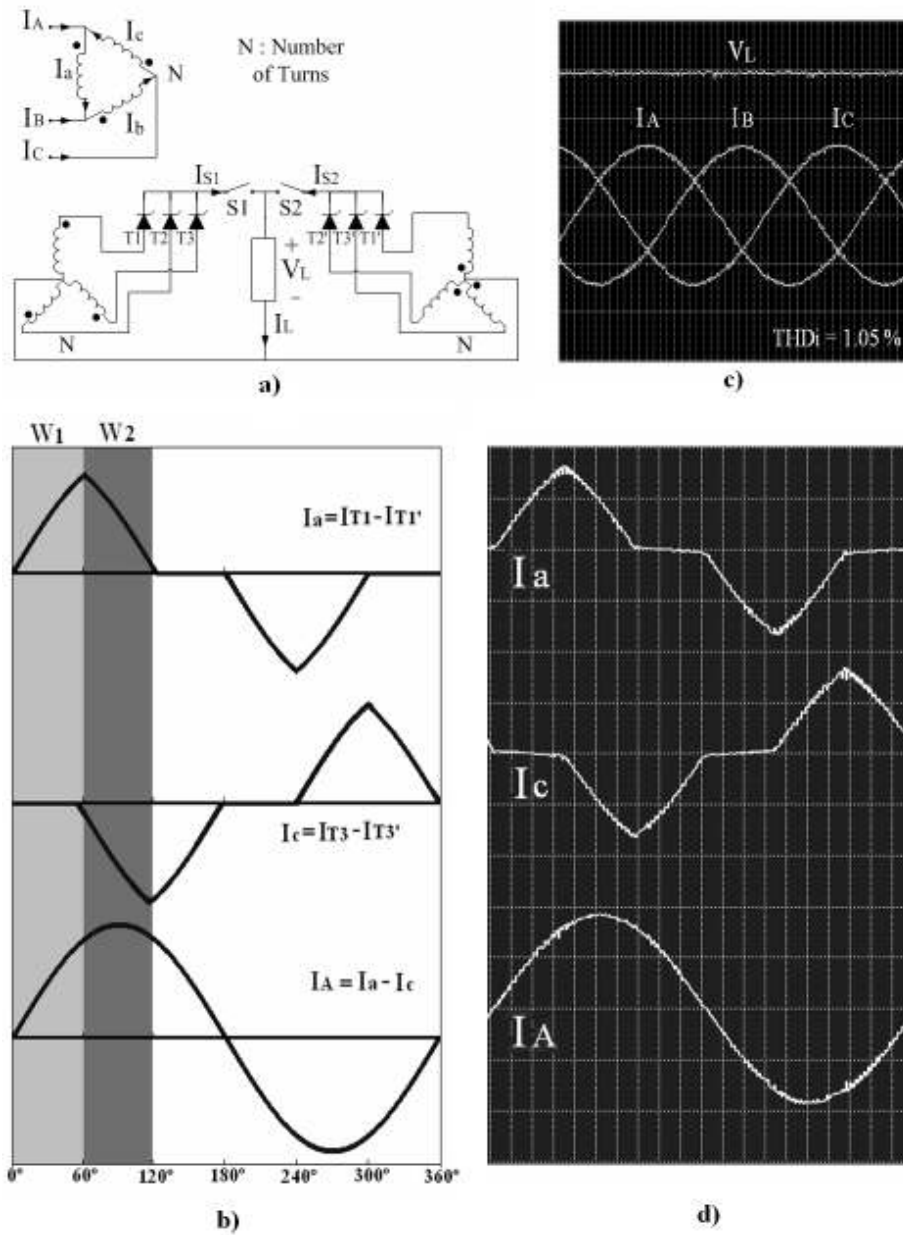


Figura 26 - Rectificador 6 Pulsos Paralelo

1.5.4 RECTIFICADOR 12 PULSOS

Esta configuración utiliza un transformador con el primario en delta con doble secundario, uno estrella y otro en delta, como se muestra en la Figura 27 a). Esta configuración está pensada para aplicaciones con altas exigencias de corriente, ya que la

configuración en paralelo permite circular el doble de corriente por la carga que la configuración en serie.

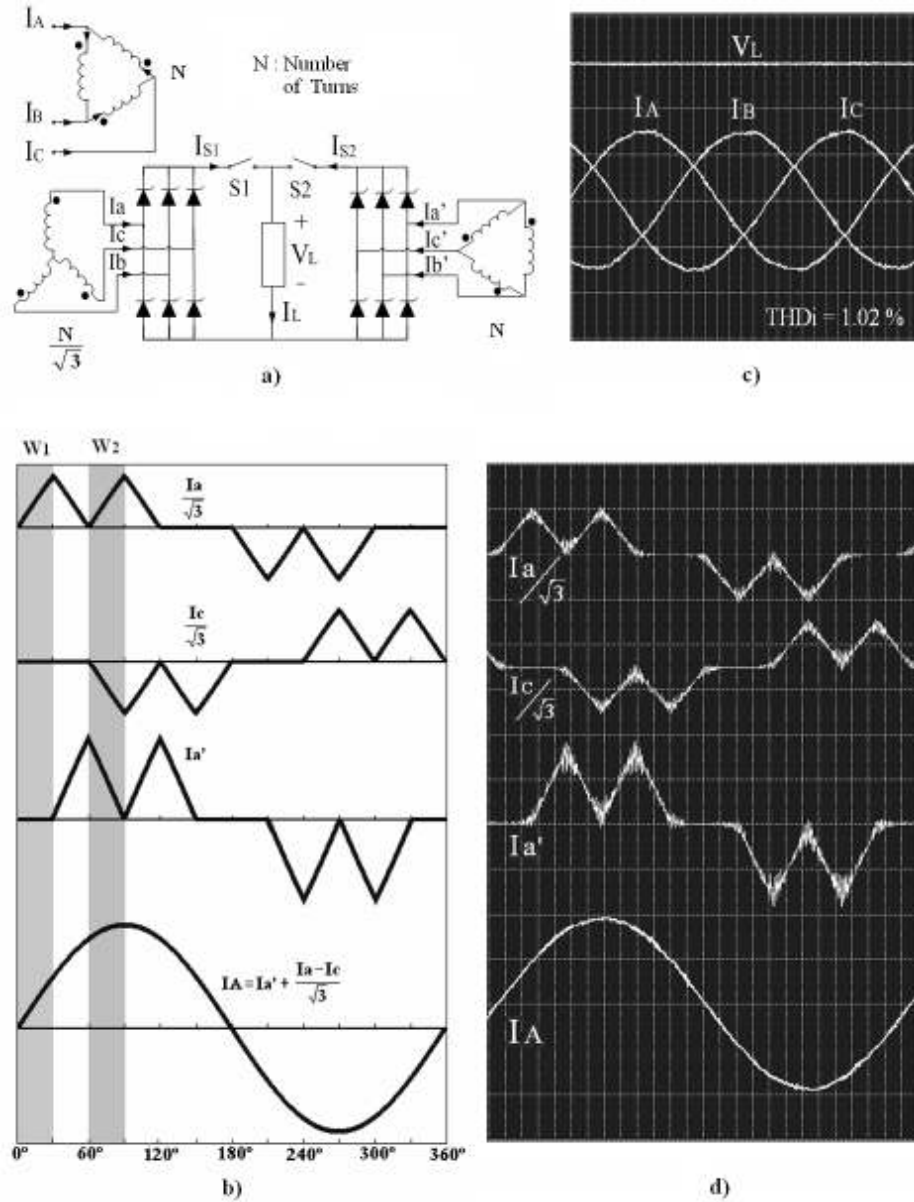


Figura 27 - Rectificador 12 Pulsos Paralelo

1.5.5 RECTIFICADOR 12 PULSOS SERIE

Esta configuración utiliza un transformador con el primario en delta con doble secundario, uno estrella y otro en delta, como se muestra en la Figura 28 a). Esta

configuración está pensada para aplicaciones con altas exigencias de tensión (como por ejemplo en la transmisión de energía eléctrica en corriente continua), ya que esta configuración permite el proporcionar el doble de tensión en la carga, en comparación a la configuración en paralelo.

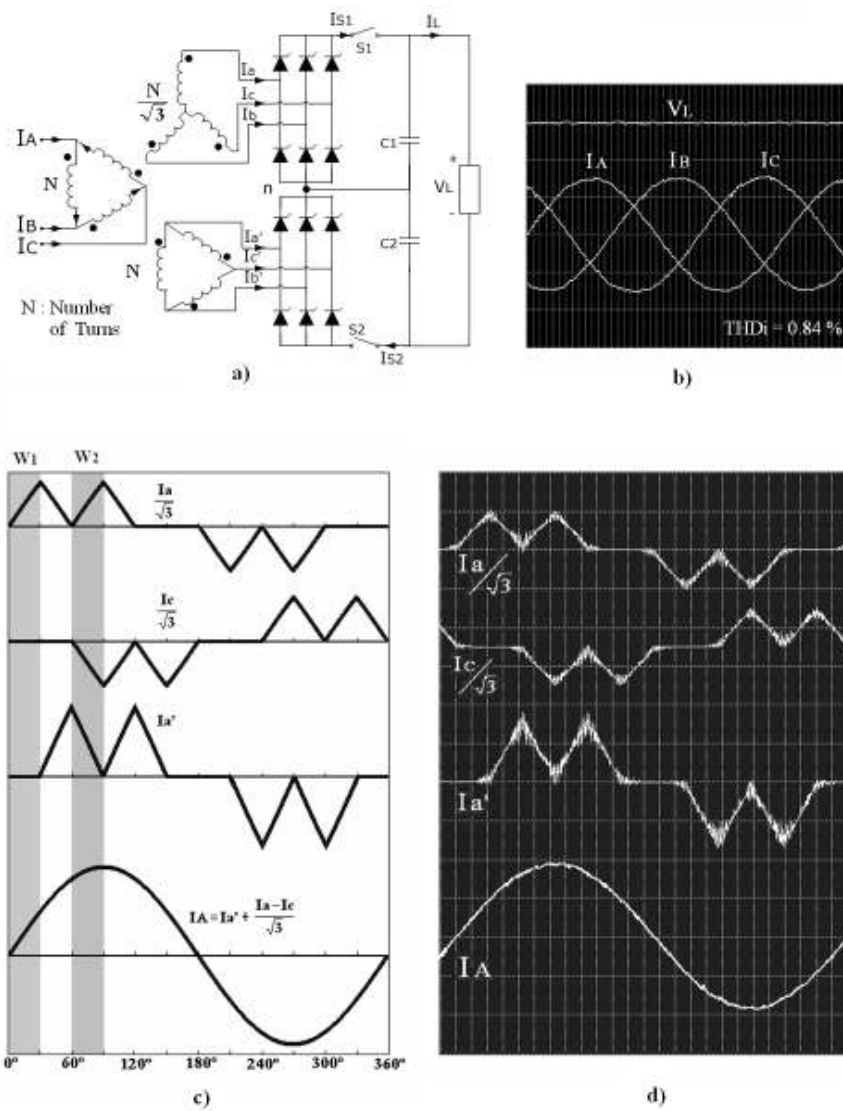


Figura 28 - Rectificador 12 Pulsos Serie

CAPITULO II: "RECTIFICADOR PROPUESTO"

Los sistemas de rectificación multipulsos son los más usados en la industria, entre otras cosas por su excelente rendimiento. Dado que los diodos abren y cierran a corriente cero las pérdidas de conmutación son muy bajas (conmutación suave). Además, las caídas de voltaje son bajas mejorándose la regulación de tensión. Contrariamente, en la configuración presentada por el Prof. Villablanca, los IGBT's abren y cierran con voltajes y corrientes distinto de cero (conmutación dura), teniéndose notablemente mayores pérdidas, junto a una mala regulación de tensión. Se ha demostrado a través de experimentación en un prototipo de laboratorio que el cambio de posición de los interruptores, de serie a paralelo, disminuye notablemente las pérdidas en los interruptores y mejora notablemente la regulación de voltaje. Todo esto se puede todavía mejorar más si se elige una frecuencia de conmutación de los interruptores adecuada.

Para evaluar el comportamiento de esta nueva configuración nace este trabajo de memoria, presentándose a continuación el rectificador CA/CC propuesto, correspondiente a una configuración de 12 pulsos paralelo, utilizado comúnmente en la rectificación de energía eléctrica para aumentar la capacidad de corriente entregada a la carga. La Figura 29 muestra la distribución de todos los elementos usados.

La innovación presentada en este rectificador corresponde a la incorporación de los interruptores S1 y S2 en paralelo, que son los encargados de modular la corriente I_1 e I_2 de forma de obtener en la entrada (I_A , I_B e I_C) una corriente sinusoidal libres de contenido armónico.

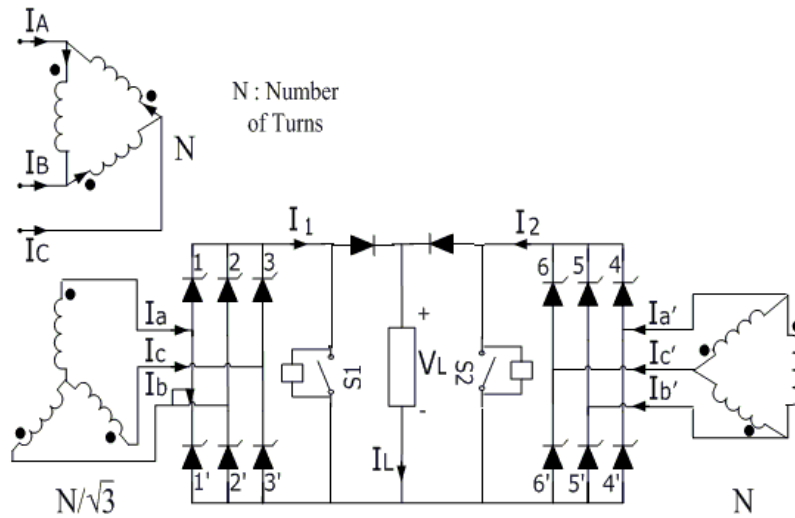


Figura 29 - Rectificador 12 pulsos paralelo con interruptor en paralelo

Para obtener como resultado una corriente perfectamente sinusoidal en el primario del transformador, las corrientes de referencia I_1 e I_2 deben ser como se muestra en la Figura 30. Adicionalmente en la figura se muestra que diodos conducen en cada instante.

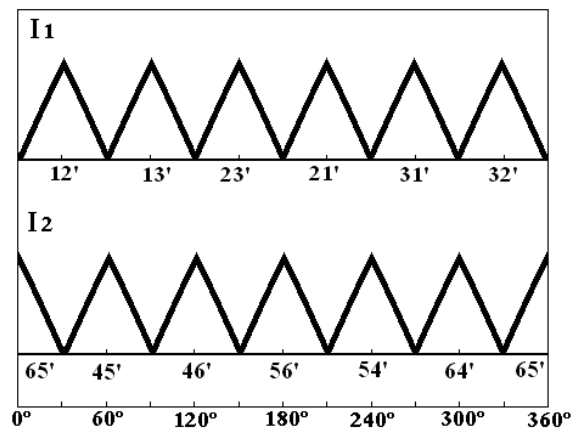


Figura 30 - Corriente de Referencia

Cada arco sinusoidal es formado por los primeros 30° grados de una senoide y seguidamente por la forma de una senoide entre 150° y 180°, como se muestra en la Figura 31

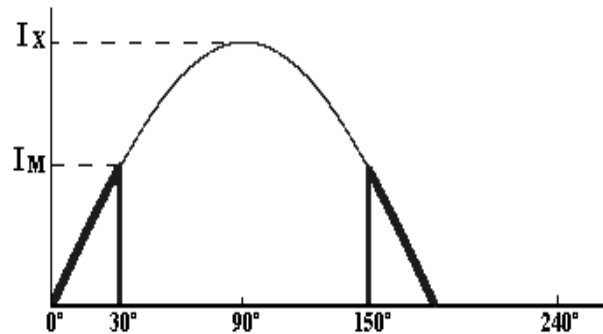


Figura 31 - Geometría Corriente Referencia

Se tiene la siguiente relación de los valores medios, dado que la componente continua de la corriente que pasa por capacitores, bobinas e interruptores es despreciable.

$$I_L = I_1 + I_2 = 2I_1 \quad (23)$$

Y de la Figura 30 se tiene que

$$I_M = \frac{2}{\pi/3} \int_0^{30^\circ} I_X \cdot \sin \theta \cdot d\theta \quad (24)$$

Donde,

$$I_X = \frac{I_M}{\sin 30^\circ} = 2 \cdot I_M \quad (25)$$

Entonces de **(24)** y **(25)**,

$$I_1 = \frac{12 \cdot I_M}{\pi} \int_0^{30^\circ} \sin \theta \cdot d\theta = \frac{12 \cdot I_M}{\pi} \cdot 0.134 \quad (26)$$

Finalmente, de **(26)** y **(23)**

$$I_M = 1.954 \cdot I_1 = 0.977 \cdot I_L \quad (27)$$

Ecuación que relaciona la corriente de carga con la amplitud de la referencia.

Con el objetivo de demostrar la formación de un corriente perfectamente sinusoidal en la entrada (I_A , I_B , I_C), fueron achurados dos tramos (ventanas W_1 y W_2) en la Figura 32, donde se muestra la formación de la corriente I_A , siendo la formación de I_B y I_C completamente análoga. En esos tramos se tienen las siguientes ecuaciones:

En ventana W_1

$$I_A = I_{\max} \text{sen}(wt) \quad (28)$$

En ventana W_2

$$I_A = 2 \cdot I_{\max} \text{sen}(wt - 60^\circ) + \sqrt{3} I_{\max} \text{sen}(wt + 90^\circ) \quad (29)$$

$$I_A = I_{\max} \text{sen}(wt) \quad (30)$$

Como se observa de (28) y (30) en todas las ventanas se obtiene una corriente perfectamente sinusoidal, lográndose así el objetivo de reducir el contenido armónico de la corriente de entrada del rectificador CA/CC.

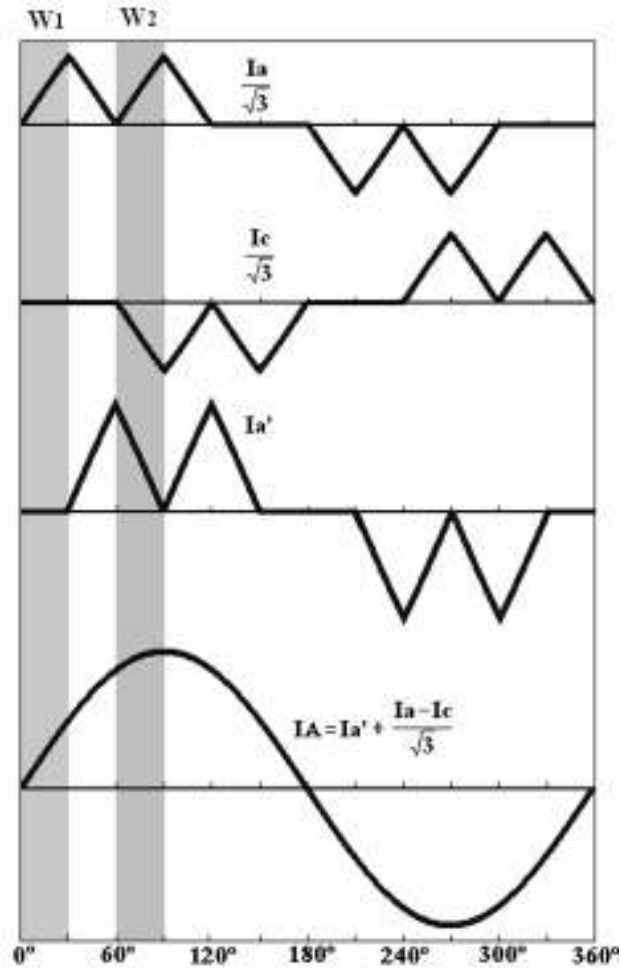


Figura 32 - Formación de la Corriente Sinusoidal

2.1 ASPECTOS GENERALES SOBRE EL CONTROL

Con el objetivo de modular la corriente I_1 e I_2 , y así formar una corriente como la de referencia, se propone un esquema de control simple y robusto. El esquema general de control es mostrado en la Error: No se encuentra la fuente de referencia, donde se crea la referencia, y en conjunto con la corriente real, son procesadas ambas señales en un microcontrolador que modula por banda de histéresis el control, enviando la señal de control al interruptor, dando la orden de que este se abra o se cierre.

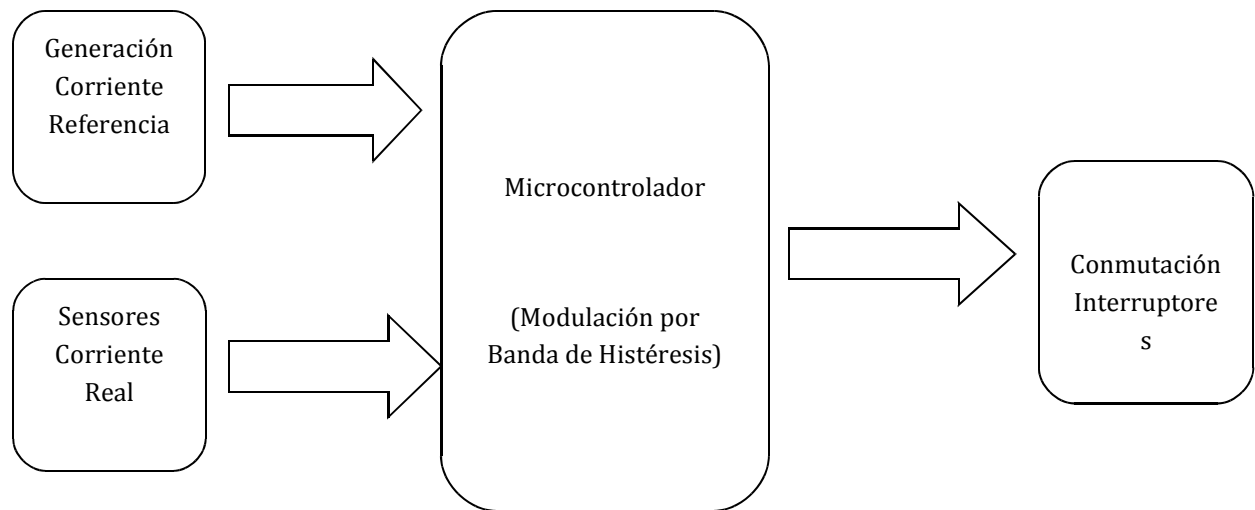


Figura 33 - Esquema general de control

2.1.1 MODULACIÓN POR BANDA DE HISTÉRESIS MEJORADA (BHM)

La modulación por banda de histéresis mejorada es una mezcla entre la modulación PWM y la banda de histéresis, buscando con la primera es limitar la frecuencia de conmutación y con la segunda, que la corriente siga la referencia de manera analógica.

La manera de limitar la frecuencia de conmutación es mediante la utilización de la idea de solicitud y permiso, para lo cual existen tiempos mínimos de permanencia en los estados activados y desactivado de los interruptores. Esta situación determina que la frecuencia máxima sea el recíproco de la suma de ambos tiempos.

La Figura 33 ejemplariza este procedimiento, donde t_1 y t_2 son tiempos máximos de bajada y subida respectivamente.

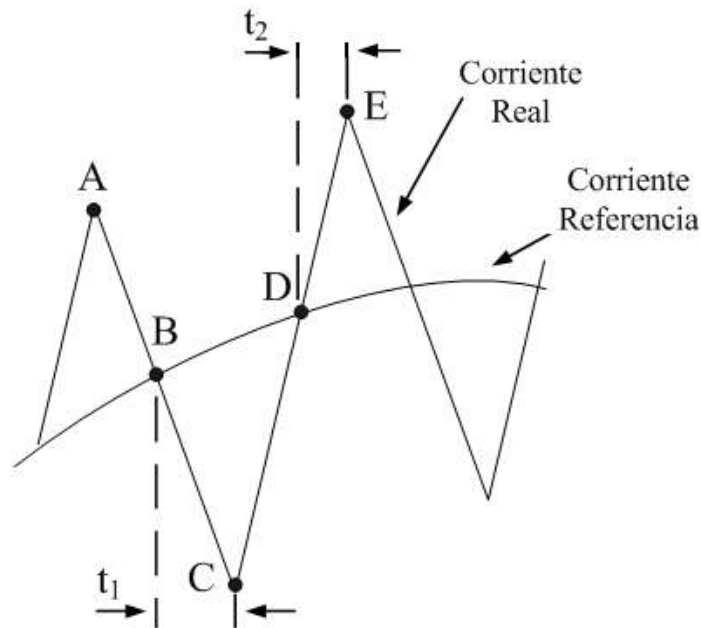


Figura 33 - Banda de Histéresis Mejorada

La Figura 33 muestra la modulación para uno de los interruptores, donde se tiene una corriente real, controlada, oscilando en torno a una corriente de referencia. En el punto A el interruptor se abre y la corriente decae, cuando la corriente real intercepta a la corriente de referencia en B se inicia el conteo del temporizador hasta llegar a t_1 ubicado en el punto C, por lo cual en ese instante el interruptor cambia de estado a cerrado. La corriente real sube y esto permite la nueva intercepción de la corriente real con la

referencia en el punto D, que a su vez conlleva el inicio del conteo de otro temporizador, hasta cumplir con el tiempo t_2 . En E se detiene el conteo y se inicia nuevamente la secuencia.

CAPÍTULO III: “SISTEMA ELÉCTRICO LÍNEA 1 METRO DE SANTIAGO”

Para estudiar la factibilidad técnica de desarrollar éste nuevo modelo de rectificador en un sistema ferroviario subterráneo, se decidió estudiar las características de la línea 1 de Metro de Santiago, ya que sus estándares y experiencias son bases para la construcción de todas las líneas actuales de Metro. A su vez, por las múltiples extensiones que ha tenido la línea a lo largo de los años y el aumento de la demanda, en [24] se prevén problemas de caídas de tensión bajo lo recomendable en algunos puntos críticos de la línea, especialmente en las colas, lo que sumado a la antigüedad de las instalaciones, que datan de la década del 70, la línea 1 se perfila como un candidato ideal para futuras renovaciones tecnológicas en su sistema de rectificación.

A continuación se presenta un resumen de las características eléctricas más importantes del sistema de distribución de línea 1, que rescata principalmente el trabajo realizado en estudios y memorias anteriores ([23], [24] y [25]).

Metro de Santiago cuenta con dos subestaciones principales de alta tensión alimentadas con 110KV, la primera ubicada en Lord Cochrane N°59 denominada SEAT Lord Cochrane que alimenta el sistema de distribución de líneas 1 y 2. La segunda subestación de alta tensión alimenta el sistema de distribución de las líneas 5, 4 y 4A. Ambas subestaciones alimentan en media tensión los sistemas de distribución, que constituyen las redes de 20KV. Las líneas de distribución están formadas por cables trifásicos llevados en canaletas de hormigón paralelas a las vías, que finalmente alimentan las subestaciones de rectificación.

Estas subestaciones de rectificación son alimentadas en forma radial e individual y su función es convertir la tensión alterna de 20 KV a tensión continua de 750 V nominales, desde donde salen los cables de alimentación a las vías. Los cables positivos van conectados a las barras guías y los negativos a los rieles.

En forma paralela a las subestaciones de rectificación, en cada estación existen normalmente dos subestaciones de alumbrado y fuerza, de 250 KVA cada una. Ellas son alimentadas en anillo desde las subestación de alta tensión, y están destinadas a suministrar energía al alumbrado y equipos de señalización, telecomando, electromecánicos, alumbrado de emergencia, entre otros.

3.1 SEAT LORD COCHRANE

Esta subestación de alta tensión es la encargada de recibir la energía de Chilectra en 110KV mediante dos cables Jeumont – Schneider subterráneos. Esta subestación cuenta con dos transformadores de 40 MVA, uno alimentado a la subestación Renca y el otro a Ochagavía mediante dichos cables, cuyas características son descritas en la Tabla 1.

Estos transformadores están conectados con el primario en neutro flotante, el secundario en estrella con neutro a tierra mediante una resistencia de 12 Ohm y el terciario en delta. Las características de estos transformadores son mostradas en la Tabla 2

RENCA	
Tipo de Cable	Monofásico en aceite
Sección del conductor	800mm ²
Tensión nominal	110kV
Reactancia inductiva a 50Hz (Ohms)	0.1
Resistencia (Ohms/km)	0,0230 a 20°C
	0,029 a 85°C en CC
	0,032 a 85°C en CA
Capacidad (uF/km)	0.58
Longitud (km)	4.5
Frecuencia nominal (Hz)	50

OCHAGAVÍA	
Tipo de Cable	Monofásico en aceite
Sección del conductor	800mm ²
Tensión nominal	110kV
Reactancia inductiva a 50Hz (Ohms)	0.1123
Resistencia (Ohms/km)	0,0230 a 20°C
	0,029 a 85°C en CC
	0,032 a 85°C en CA
Capacidad (uF/km)	0.58
Longitud (km)	5
Frecuencia nominal (Hz)	50

	Potencia	Tensión	Características cable 110KV
Primario	40,8MVA	110kV	215A
Secundario	40,8MVA	20,4kV	1155A
Terciario	8MVA	20,4kV	226A

a)

Impedancias base propia	
Vcc (P/S)	17.10%
Vcc (P/T)	26.65%
Vcc (S/T)	6.20%

b)

Impedancias base 100MVA	
Z (P/S)	0,012975 + j 0,419008 (p.u.)
Z (P/T)	0,020248 + j 0,652893 (p.u.)
Z (S/T)	0,020000 + j 0,155000 (p.u.)

c)

Tabla 2 - Características transformadores de poder

3.2 SUBESTACIONES DE RECTIFICACIÓN

Estas subestaciones son las encargadas de convertir la tensión alterna de 20KV a tensión continua de 750 V, y así energizar la vía. Existen subestaciones monogrupa como bigrupa, diferenciándose en el número de unidades rectificadoras utilizadas. Un grupo consta de un transformador de 4.5 MVA que baja la tensión desde 20 KV a 600 V alternos. Luego del transformador es utilizado un rectificador de diodos de silicio en puente Gratz trifásico (6 pulsos), el cual entrega la energía eléctrica en 750 V continuos. Además existe un sistema de interruptores y seccionadores en 20KV y 750 V continuos.

La llegada del cable de alimentación de la subestación en 20KV se hace directamente a un conjunto de celdas con seccionadores, interruptor de media tensión y transformador de servicios auxiliares con sus protecciones. Este conjunto de celdas en 20KV se ubica adosado a uno de los muros de la planta baja del edificio de la subestación.

El transformador del grupo se alimenta desde las celdas de 20KV, por medio de un cable igual al de alimentación. El secundario del transformador se conecta mediante barras de cobre con el rectificador ubicado en una celda similar y adyacente a la del transformador. La salida del rectificador se hace también con barras de cobre hacia el subterráneo donde se ubican los equipos de protección en 750 V continuos. Una tercera celda contiene un ventilador centrífugo que refrigera al transformador y al rectificador con aire tomado desde el exterior. Las tres celdas anteriormente descritas constituyen un bloque único que se ubica al centro de la planta separado de las paredes, el subterráneo esta dedicado a los equipos de 750 V continuos y a los cofres de control.

El cable de 20KV es protegido por un interruptor ubicado en el SEAT, denominado interruptor T. Las protecciones del grupo rectificador actúan sobre el interruptor de media tensión (I.T.M.) en el lado de 20KV.

La alimentación en corriente continua pasa previamente por 2 seccionadores de aislamiento (S.A.M y S.A.A) conectados en serie. Luego se divide en dos ramas cada una con un interruptor de alimentación ultra rápido (I.A e I.A.S) que alimentan en forma separada dos zonas de tracción y protegen el grupo rectificador en el lado de 750V continuos.

La alimentación hacia la vía se hace mediante cables monopolares de 240 mm², a través de la galería de cables hasta la cámara seccionadora. En el subterráneo se ubican además los armarios de control y de circuitos de telemando de la subestación, cofres de conexión y relés de detección.

La llegada del cable de 20KV se hace directamente a un seccionador con puesta a tierra. Para esto se usa una celda de cabeza de cable que incluye la mufa terminal, un seccionador de puesta a tierra y una salida hacia un juego de barras superiores; esta celda se denomina celda “cable de llegada”.

El interruptor de media tensión se conecta entre las barras superiores y un segundo seccionador similar al anterior, para lo cual se escoge una celda con salida y entrada de barras compatibles con las celdas seccionadoras. Se exige para este interruptor un poder de corte superior a 200 MVA. Esta celda se denomina “celda I.T.M”.

La salida del cable hacia el transformador principal se hace desde el segundo seccionador ubicado en una celda igual a la primera, que incluye la mufa terminal, esta celda se denomina “cable de salida”.

Los servicios auxiliares son alimentados por un transformador de 40KVA, 20/0.4 KV, Yz1, el cual se ubicará en una celda similar a las anteriores. Este transformador es alimentado desde una celda adyacente que contiene un seccionador, una puesta a tierra y un juego de fusibles, llamada “celda de protección del transformador auxiliar”, que está a su vez conectada por barras a la celda adyacente.

Todos los elementos que componen la subestación de rectificación, y que fueron descritos anteriormente, pueden ser conectados en los siguientes esquemas unilineales de ejemplo que se muestran en la Figura 34 y Figura 35. La conexión de una subestación con las vías puede ser en T (ver Figura 35), donde no existe seccionador de línea o puede ser en Pi (ver Figura 34), donde la subestación divide la línea en dos partes, permitiendo seccionar la línea en ambas direcciones y contingencias especiales.

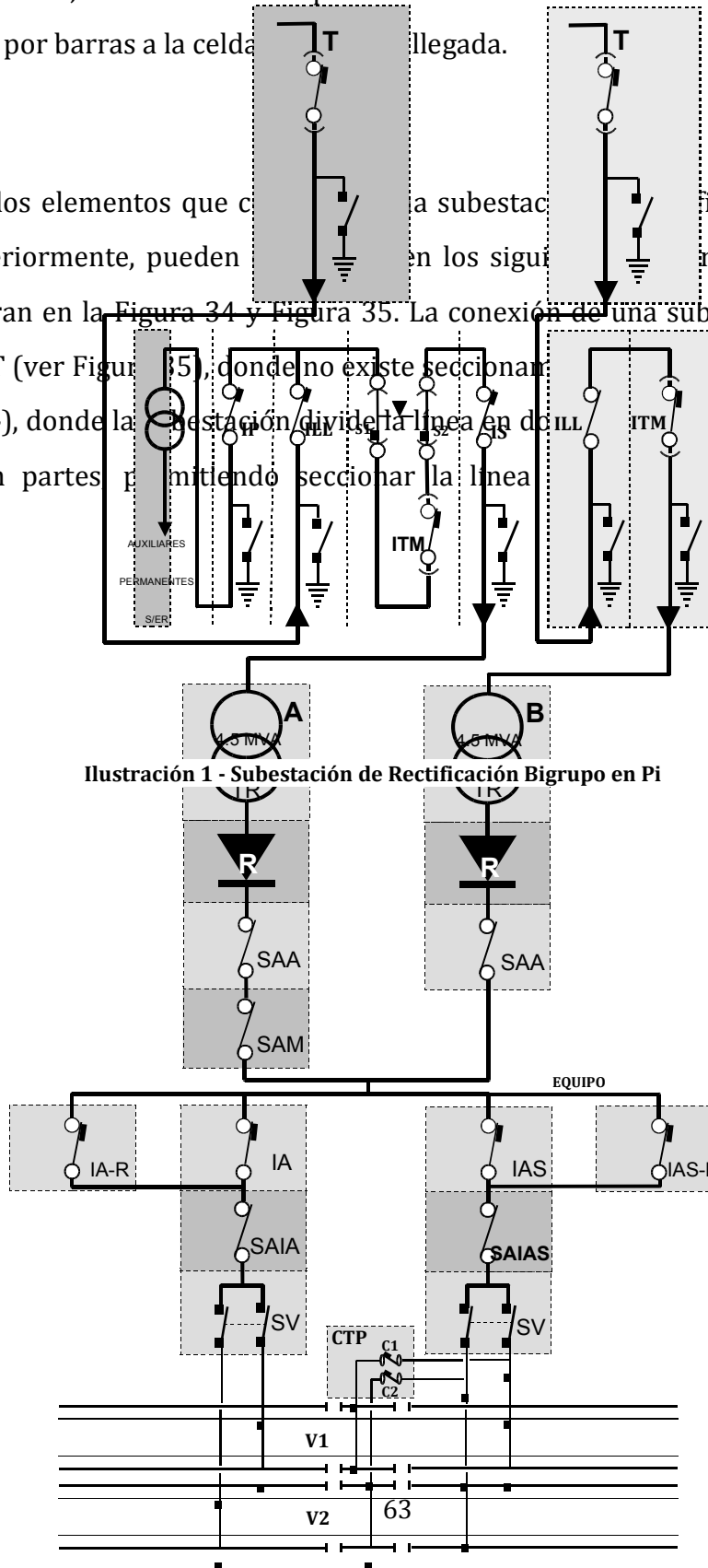


Figura 34 - Subestación bigrupo en Pi

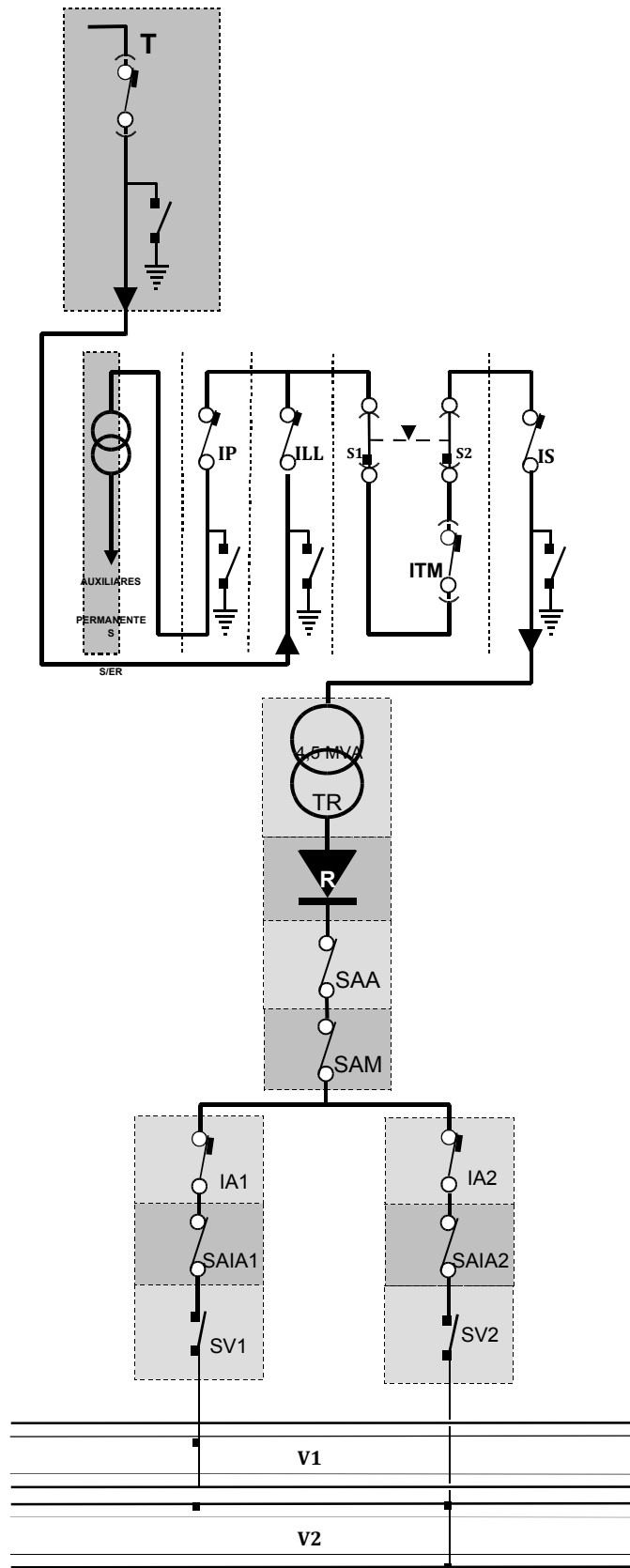


Figura 35 - Subestación monogruppo en T

3.2.1 GRUPO TRANSFORMADOR – RECTIFICADOR

Cada grupo transformador – rectificador tiene una potencia nominal de 4.5 MVA y una tensión 750 V continua a plena carga, en conexión de puente Graetz. El transformador tiene una conexión Dd0 con ajuste de tensión fuera de carga en el lado primario, para +5%; +2,5%; 0%; -2,5%; -5% de la tensión secundaria. El rectificador está constituido por seis brazos y cada uno con 11 diodos de silicio en paralelo, del tipo Alsthom AS-V22. El rectificador está montado en bloque sobre rodillos amovibles e intercambiables aislados del rectificador, que rodarán sobre rieles.

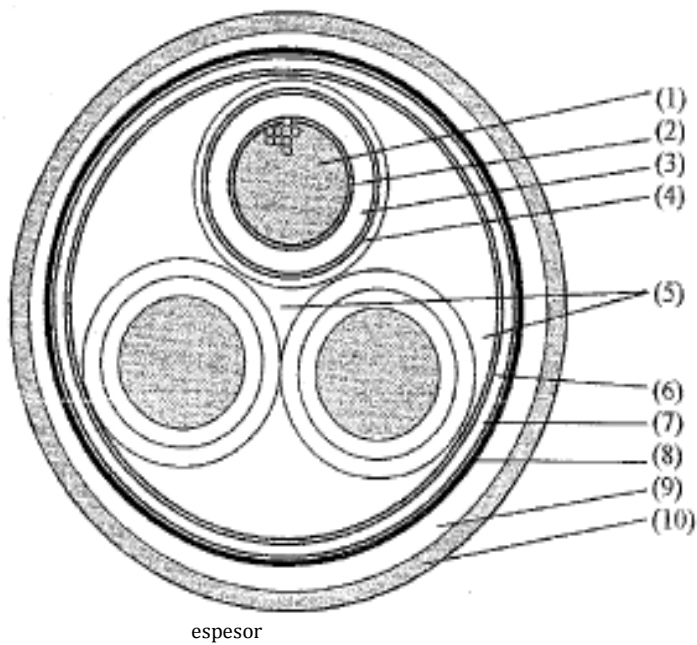
Las características del rectificador son tales que la tensión en vacío alcanza un máximo de 810 V, una tensión mínima de 750 V a carga nominal (5330 A) y una tensión de 630 V para una carga de 16000 A.

Según estándares internacionales², las subestaciones de Rectificación de Gran Tracción clase F, deben ser capaces de soportar 1,5 veces la corriente nominal durante dos horas, 3 veces la corriente nominal durante un minuto y 4,5 veces la corriente nominal durante 15 segundos.

3.3 CABLE 20KV

El cable de distribución de 20KV que alimenta las subestaciones rectificadoras es un cable tripolar Jeumont – Scheinder cuyas características eléctricas físicas y eléctricas son resumidas en la Figura 36 y la Tabla 3.

² IEC, publicación N° 146



- (1) Conductor de cobre, 13 mm diámetro
- (2) Pantalla de papel semiconductor 13.6 mm diámetro, 0.2 mm espesor
- (3) Aislación de papel, 23 mm diámetro, 4.5 mm espesor
- (4) Pantalla formada por un papel semiconductor y un papel metalizado, 23.5 mm diámetro, 0.2 mm espesor
- (5) Estopa de cordel
- (6) Cinta de papel metalizado, 51.1 mm diámetro
- (7) Cubierta de plomo, 55.7 mm diámetro, 2.2 mm de espesor
- (8) Colchón de papel crepé parafinado, 58.1 mm diámetro
- (9) Armadura de fleje de acero, 61.3 mm diámetro, 0.8 mm espesor
- (10) Forro de protección de vinilo, 67 mm diámetro, 2.7 mm espesor

Figura 36 - Cable tripolar Jeumont - Scheider

Cable 20 KV	
Resistencia lineal por fase	0.181 ohm/km
Capacidad	0.43 uF/km
Inducción propia	0.362 mH/km
Reactancia propia (50 Hz)	0.1137 ohm/km

Tabla 3 - Características eléctricas Cable 20KV

3.4 VÍAS

La energía eléctrica es suministrada a los trenes mediante un conjunto de conductores dispuestos en la vía, constituidos por los rieles y las barras guías en el caso de la línea 1. En otras configuraciones, como en la línea 5 de Metro, se sustituye la pista de rodado de concreto por pista de acero, lo que agrega otro conductor al sistema de alimentación de los trenes.

El positivo es conducido por las barras guías y el negativo a través de los rieles. Todos los elementos están aislados de tierra, y nominalmente se tiene una tensión de 750 V entre positivo y negativo. A continuación se detalla el cálculo de la resistencia de las vías, basándose en los datos entregados por Corus en la Tabla 4, fabricante de las barras guías y rieles instalados en Metro.

	Resistividad (microOhm cm ²)	Sección (cm ²)
Barra guía	18.9	56.51
Riel	26	50.79

Tabla 4 - Características riel y barra guía

Y dado que,

$$R = \frac{\text{resistividad}}{\text{sección}} \quad (31)$$

Finalmente,

$$R_{\text{riel}} = 55,19 \text{ mOhm/km} \quad (32)$$

Como el circuito negativo de cada vía consta de dos rieles en paralelo, se tiene

$$R_{\text{negativo}} = R_{\text{riel}} / 2 = 25,6 \text{ m}\Omega/\text{km} \quad (33)$$

En forma análoga para la barra guía se tiene

$$R_{\text{barra guía}} = 33,44 \text{ m}\Omega/\text{km} \quad (34)$$

Como el circuito positivo de cada vía consta de dos barras guías en paralelo, se tiene

$$R_{\text{positivo}} = R_{\text{barra guía}} / 2 = 16.72 \text{ m}\Omega/\text{km} \quad (35)$$

3.5 MATERIAL RODANTE

La energía entregada por las subestaciones de rectificación es utilizada por los trenes para traccionar y realizar las prestaciones de transporte necesarias. Es posible aproximar el modelo eléctrico de la red de tracción, suponiendo que gran parte de la energía que necesita un tren es entregada por las dos subestaciones más cercanas, como se muestra en la Figura 37. Cuando el tren está en el punto equidistante a las subestaciones más cercanas (el punto “d” de la Figura 37), ambas subestaciones entregan la misma cantidad de energía y a medida que el tren se mueve, la subestación más cercana empieza a entregar mayor cantidad de energía debido a que la corriente debe recorrer cada vez menor distancia, disminuyendo así la resistencia de la sección de vía entre la el tren y la subestación. Lo contrario ocurre con la otra subestación, que al estar cada vez más alejada del tren, entrega menor energía ya que el largo de la sección de vía que une el tren con

dicha subestación ha aumentado, y de esta forma su resistencia. El aporte de las demás subestaciones es despreciable dada la gran distancia que tienen con el tren.

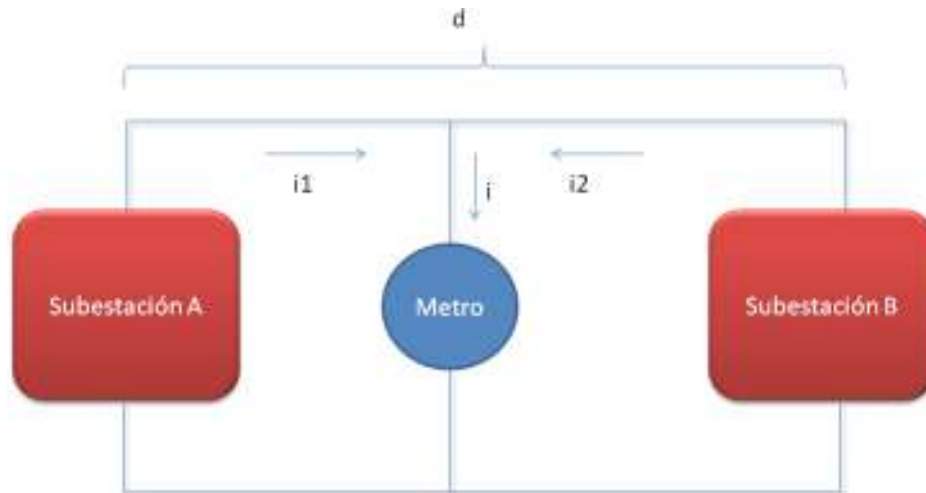


Figura 37 - Modelo sistema tracción simplificado

Actualmente Metro cuenta con una flota de trenes bastante variada, compuesta por los trenes Alsthom NS74A, NS74B, NS93, NS2004 y los recientemente adquiridos CAF 2007. Los Alsthom NS74A y NS74B poseen motores de corriente continua, mientras que todos los trenes restantes poseen motores de inducción accionados por sofisticados sistemas de control, para ello cuentan con inversores controlados de forma de convertir la tensión continua en tensión alterna variable en magnitud y frecuencia de modo de controlar en forma muy eficiente la marcha del tren.

A pesar de lo variado de la flota, todos los trenes cuentan con algunas características comunes, como lo son la composición de sus coches y las distintas marchas disponibles para realizar el recorrido de cada interestación.

3.5.1 COMPOSICIÓN DE LOS TRENES

Los trenes están compuestos por 3 tipos de coches:

- *Coche M: Motriz con cabina de conducción*
- *Coche N: Motriz sin cabina de conducción*
- *Coche R: Remolque (sin motor)*

Los cuales forman conjuntos de 6 hasta 9 coches, dependiendo de las prestaciones y demanda de pasajeros que se tenga. La cantidad de coches motrices varían desde 4 en la configuración más pequeña, hasta 6 cuando se tienen 9 coches por tren.

3.5.2 *MARCHAS DE LOS TRENES*

En general se pueden identificar tres etapas en la marcha normal de un tren. En primer lugar está la etapa de tracción, luego la etapa inercial y finalmente la etapa de frenado.

- *Etapas de Tracción:*

La duración típica de esta etapa va de 15 a 30 segundos, y su función es poner en marcha el tren, acelerándolo lo suficiente para llevarlo a una velocidad suficiente que le permita llegar a la próxima estación. Normalmente se efectúa una sola vez en el tramo entre dos estaciones, salvo que se requiera volver a acelerar debido a que existe mucha pendiente, alguna curva o bien una detención del tren en el tramo inter-estación.

- *Etapas Inercial:*

En esta etapa, el tren no tracciona ni frena. Su duración depende de las condiciones geográficas y de límites de velocidad de la línea. Esta etapa también es conocida como “a la vela”, ya que aprovecha la velocidad alcanzada en la etapa de tracción para avanzar hasta la próxima estación sin traccionar.

- *Etapa de Frenado:*

La duración típica: de esta etapa va de 15 a 30 segundos y sucede en general antes de la estación de llegada, o bien dado necesidades de frenado por condiciones geográficas o límites de velocidad.

CAPITULO IV: “MODELACIÓN DEL SISTEMA”

A continuación se describe en detalle el modelo construido junto con los distintos elementos considerados para la simulación del sistema, especialmente del rectificador propuesto. Se dio especial énfasis al comportamiento térmico de éste y del interruptor, de forma de estimar de forma fiable las pérdidas asociadas.

Para realizar la modelación del sistema se utilizó el programa MATLAB Simulink por su robustez y amplia versatilidad para modelar el sistema eléctrico de potencia, los esquemas de control y dispositivos de electrónica de potencia necesarios para describir el sistema. Además en este ambiente es simple crear nuevos elementos, como los necesarios para calcular el comportamiento térmico de los dispositivos de electrónica de potencia del rectificador, y así estudiar las pérdidas en forma precisa y simple.

Dado que este modelo tiene como objetivo determinar el comportamiento del rectificador propuesto en sus variables eléctricas y térmicas a una escala industrial, se consideró el sistema compuesto solo por las dos subestaciones más cercanas al tren, debido a que las demás subestaciones aportan escasa energía al tren, por lo que se desestiman en este modelo.

4.1 SISTEMA ELÉCTRICO ACTUAL

El esquema general desarrollado en Simulink se aprecia en la Figura 38, donde se modela el sistema eléctrico actual considerando: las barras Renca y Ochagavía, los cables

de 110 KV, SEAT Lord Cochrane, cables de 20KV, dos subestaciones de rectificación bi-grupo, conjunto vías y trenes.

En esta modelación las dos subestaciones bi-grupo estarán ubicadas donde actualmente están emplazadas las subestaciones Huelén y Pedro de Valdivia. Estas subestaciones actualmente están en estudio de convertirse en bi-grupo prontamente por la creciente demanda de pasajeros, y la reciente extensión Los Dominicos, por lo que estas subestaciones serían buenas candidatas a una pronta renovación tecnológica.

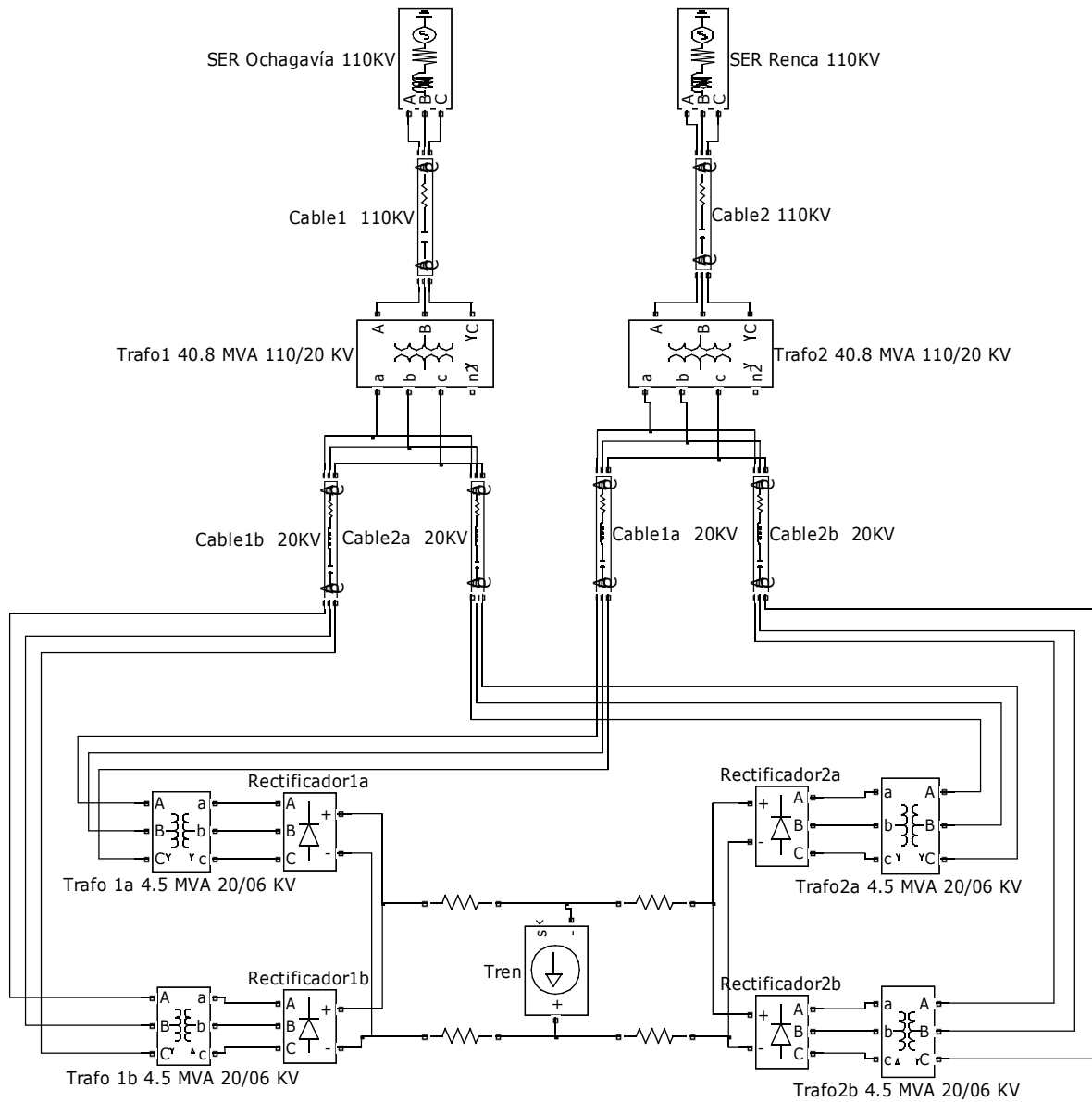


Figura 38 - Modelo SEP

4.1.1 BARRAS 110KV OCHAGAVÍA Y RENCA

Estas barras que alimentan al SEAT son modeladas como fuentes de tensión de 110KV, dada la firmeza de dichas barras en el sistema interconectado central. Los parámetros utilizados son mostrados en la Tabla 5.

Subestación	Tensión fase-fase (KV)	Nivel Cortocircuito (MVA)	X/R
Renca	110	2201,7	10
Ochagavía	110	1920,5	10

Tabla 5 - Parámetros Subestación Renca y Ochagavía

4.1.2 CABLE 110KV

Desde las barras Ochagavía y Renca salen cables de 110KV que alimentan los dos transformadores del SEAT, dichos cables fueron modelados con parámetros mostrados en la Tabla 6, de acuerdo a las características descritas en el capítulo III y el largo de cada cable (4,5 km el cable de Renca y 5 km el de Ochagavía). El cable es modelado como una impedancia serie con capacitancias en paralelo, utilizando un modelo PI como se aprecia en la Figura 39 .

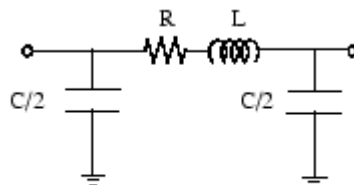


Figura 39 - Modelo Pi

Cable 110KV	Resistencia (ohm)	Reactancia (ohm)	Capacitancia (uF)
Renca	0,144	0,1	2,61
Ochagavía	0,16	0,1123	2,9

Tabla 6 - Parámetros cables 110 KV

4.1.3 SEAT LORD COCHRANE

La subestación de alta tensión fue modelada como dos transformadores utilizando un modelo como el mostrado en Figura 40. Cada modelo es compuesto por impedancias en el primario, secundario y una rama de magnetización con valores detallados en la Tabla 8.

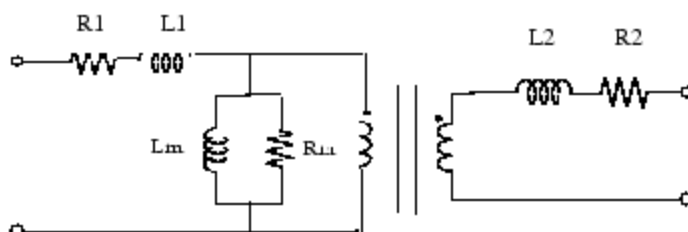


Figura 40 - Modelo transformador

Potencia Nominal (MVA)	Frecuencia Nominal (Hz)
40,8	50

Tabla 7 - Potencia y frecuencia nominal transformador 40,8 MVA

Enrollado primario			Enrollado secundario			Resistencia Magnetización p.u.	Reactancia Magnetización p.u.
Tensión (KV)	Resistencia a p.u.	Reactancia a p.u.	Tensión (KV)	Resistencia p.u.	Reactancia p.u.		
110	0,002	0,0855	20,4	0,002	0,0855	500	500

Tabla 8 - Impedancia enrollados y rama magnetización transformador 40,8 MVA

4.1.4 CABLES 20KV

Desde el SEAT salen cables de 20KV que alimentan las subestaciones, cuyos parámetros para el caso de alimentar las subestaciones de Huelén y Pedro de Valdivia, de acuerdo a las características descritas en el capítulo III y el largo de cada cable (3,76 km el cable e Huelén y 5,5 km el de Pedro de Valdivia), son mostrados en la Tabla 9. El cable es modelado como una impedancia serie con capacitancias en paralelo, utilizando un modelo PI como se aprecia en la Figura 39 .

Cable 20KV	Resistencia (ohm)	L (mH)	Capacitancia (uF)
Huelén	0,6806	1,3611	1,6168
Pedro de Valdivia	0,9955	0,1991	2,365

Tabla 9 - Impedancia Cables 20KV

4.1.5 SUBESTACIÓN DE RECTIFICACIÓN

Cada subestación bi-grupo considerada en el modelo está compuesta por dos grupos transformador-rectificador. Los transformadores fueron modelados como se muestra en la figura Figura 40. Los parámetros de cada transformador son mostrados la Tabla 10 y Tabla 11.

Potencia Nominal (MVA)	Frecuencia Nominal (Hz)
4.5	50

Tabla 10 - Potencia y frecuencia nominal transformador 4,5 MVA

Enrollado primario			Enrollado secundario			Resistencia Magnetización p.u.	Reactancia Magnetización p.u.
Tensión (KV)	Resistencia a p.u.	Reactancia a p.u.	Tensión (KV)	Resistencia p.u.	Reactancia p.u.		
20	0,002	0,025	0.595	0,002	0,025	500	500

Tabla 11 - Impedancia enrollados y rama magnetización transformador 4,5 MVA

Luego del transformador viene un puente rectificador, modelado como seis diodos formando un puente Graetz, como se muestra en la Figura 41. Cada diodo que forma la cadena de 11 diodos tiene una resistencia de 0,4 mOhm y una caída de tensión en directa de 1,15 V. Por lo tanto los parámetros de estos diodos equivalentes, que representan la cadena de 11 diodos utilizados en el puente rectificador, son mostrados en la .

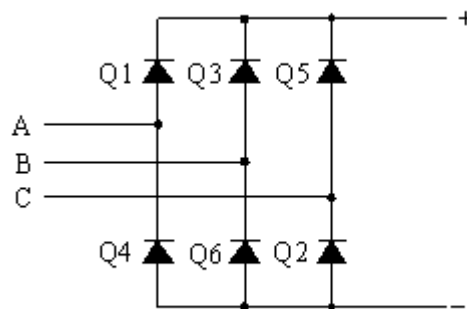


Figura 41 - Modelo puente de diodos

	Resistencia (mOhm)	Tensión directa (V)
Diodo equivalente	0,036	1,2

Tabla 12 - Parámetros Diodos

4.1.6 VÍAS

El conjunto de vías, esta modelado utilizando un modelo PI como se aprecia en la Figura 39, tanto para el circuito positivo como para el negativo. Estos valores son variables, dependiendo de la posición del tren, determinados por sus valores por km, como se aprecia en la Tabla 13. La reactancia se desprecia dado su escasa influencia en el sistema eléctrico global.

Circuito	Resistencia (mOhm/km)	Capacitancia (uF/km)
Positivo	16,72	9,5
Negativo	25,6	9,5

Tabla 13 - Parámetros Vías

4.1.7 T_{REN}

Dado que Metro tiene distintos tipos de trenes en funcionamiento, es necesario detallar cada tren de modo de describir sus características eléctricas. Independientemente del tipo de tren, éste es modelado como una fuente de corriente CC, cuya amplitud de corriente dependerá de las características mecánicas y eléctricas del tren, tipo de control y accionamiento eléctrico, y finalmente de las características de la línea. Las características generales de control del tren son inferidas del análisis de inscripciones realizadas por los trenes en diversas pruebas, siendo detalladas a continuación.

4.1.7.1 *Trenes con motores CC*

Los NS74A y NS74B son trenes con un sistema de tracción compuesto de motores de corriente continua, controlado con una serie de resistencias secuenciales, de forma de controlar la corriente de armadura de los motores y de esa forma su torque. En la Figura 43 y Figura 42 se muestra la conexión en serie o paralelo de los boggies (en cada coche motriz hay dos boggies, y cada boggie está compuesto por dos motores). Estas conexiones permiten distintos modos de operación durante la marcha del tren. La versión NS74B permite frenado regenerativo a diferencia de la versión NS74A, que no posee dicha opción. Durante el frenado, las conexiones del motor de tracción son modificadas, mediante un dispositivo electrónico, para que funcione como un generador eléctrico. Los campos del motor se conectan al motor principal de tracción y las armaduras del motor se conectan a la carga. El motor de tracción excita los campos, las ruedas al girar, mueven las armaduras, y los motores actúan como generadores. Cuando los motores funcionan como generadores, la corriente generada en ellos se puede hacer pasar a través de resistencias eléctricas, lo que daría lugar a un frenado reostático. Al devolverse esta energía a la línea para ser utilizada por otros trenes, se habla de frenado regenerativo.

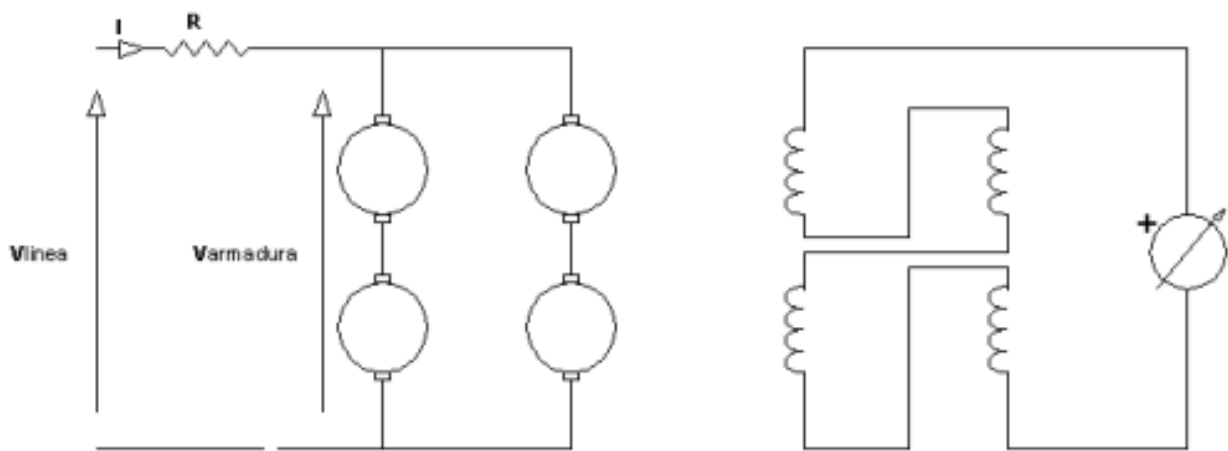


Figura 42 - Conexión paralela de boggies

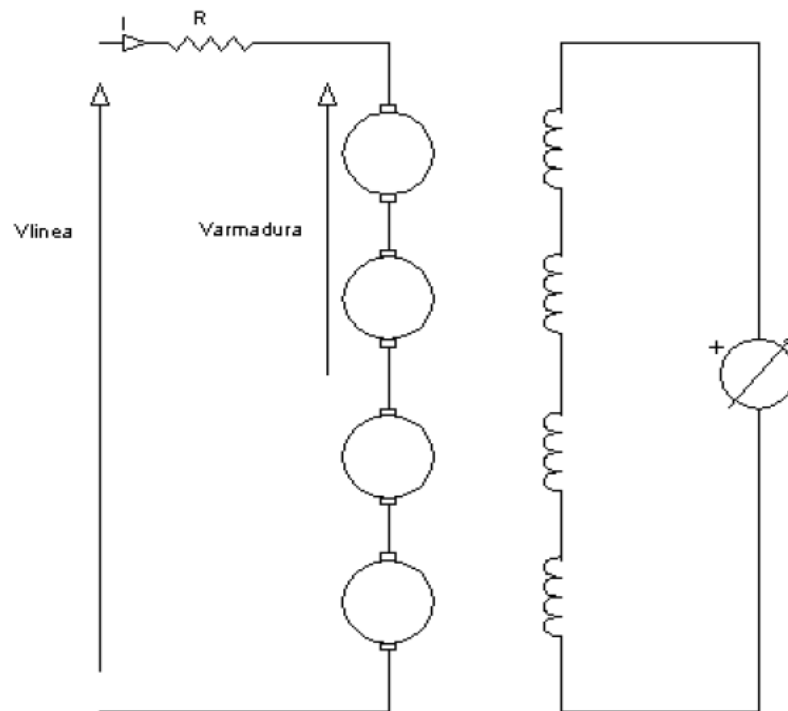


Figura 43- Conexión serie de boggies

Durante la marcha del tren, se observan los siguientes controles:

- Control de velocidad on-off :

Este control se utiliza para mantener la velocidad del tren dentro de una banda de velocidad. Se logra mediante la conexión y desconexión secuencial de los boggies desde las barras de alimentación.

- Control de corriente mínima:

Este control se utiliza para mantener el nivel de la corriente de armadura en un valor aproximadamente constante. Se utiliza tanto durante el arranque como

durante el frenado y se logra mediante la conexión o cortocircuito secuencial de resistencias (adicionales y/o de shuntaje).

- Conexión de los boggies:

Permite limitar la corriente durante el arranque y minimizar las aceleraciones y desaceleraciones durante el proceso de control de velocidad. Se logra alternando la conexión de los boggies traseros y delanteros de los coches de tracción (serie – paralelo).

- Control de rampa durante frenado:

Permite mantener nivel de desaleración del tren dentro de valores permisibles y satisfacer los requerimientos del control de posición necesario para detener el tren en un punto específico de la línea (estaciones).

4.1.7.2 Trenes con motores CA

Tanto los trenes NS93 y NS 2004 de Alsthom como los recientes CAF 2007, poseen motores de inducción los cuales son controlados por un sistema inversor. Si bien el accionamiento se realiza mediante control vectorial con lazo cerrado de velocidad, un modelo detallado de este no se justifica en el análisis del comportamiento del rectificador. Esto agregaría una serie de cálculos extras al modelo que agregaría poca información para estudiar el sistema de rectificación propuesto, ya que desde la perspectiva de la subestación, la variable de interés es la corriente y no un comportamiento cinético detallado del tren.

Por lo tanto, para estimar la forma y magnitud de la corriente solicitada por el tren se propone un modelo similar al usado en [25], donde se estudian las inscripciones realizadas por un tren y se infieren distintos modos de operación.

Dada la medición típica de las variables electromecánicas de estos trenes, mostrada en la Figura 44, es posible crear un modelo con los siguientes tipos de control:

- *Control de velocidad:*

Este control se utiliza para establecer la velocidad del tren dada una consigna. Se logra mediante la modificación de las variables de control del accionamiento de electrónica de potencia formado por GTOs, determinando la corriente de tracción dependiendo de la condición operacional del tren.

- *Control rampa de potencia:*

Este control se utiliza para mantener una pendiente de la aceleración del tren constante (rampa), modificando la corriente de tracción mediante el accionamiento de electrónica de potencia formado por GTOs.

- *Control límite de potencia:*

Permite limitar la corriente durante el arranque. Se logra mediante la modificación de las variables de control del accionamiento de electrónica de potencia formado por GTOs, estableciendo la corriente de tracción dada una consigna.

- *Control de rampa durante frenado:*

Permite mantener nivel de desaceleración del tren dentro de valores permisibles y satisfacer los requerimientos del control de posición necesario para detener el tren en un punto específico de la línea (estaciones), mediante regeneración a la red y/o freno neumático.

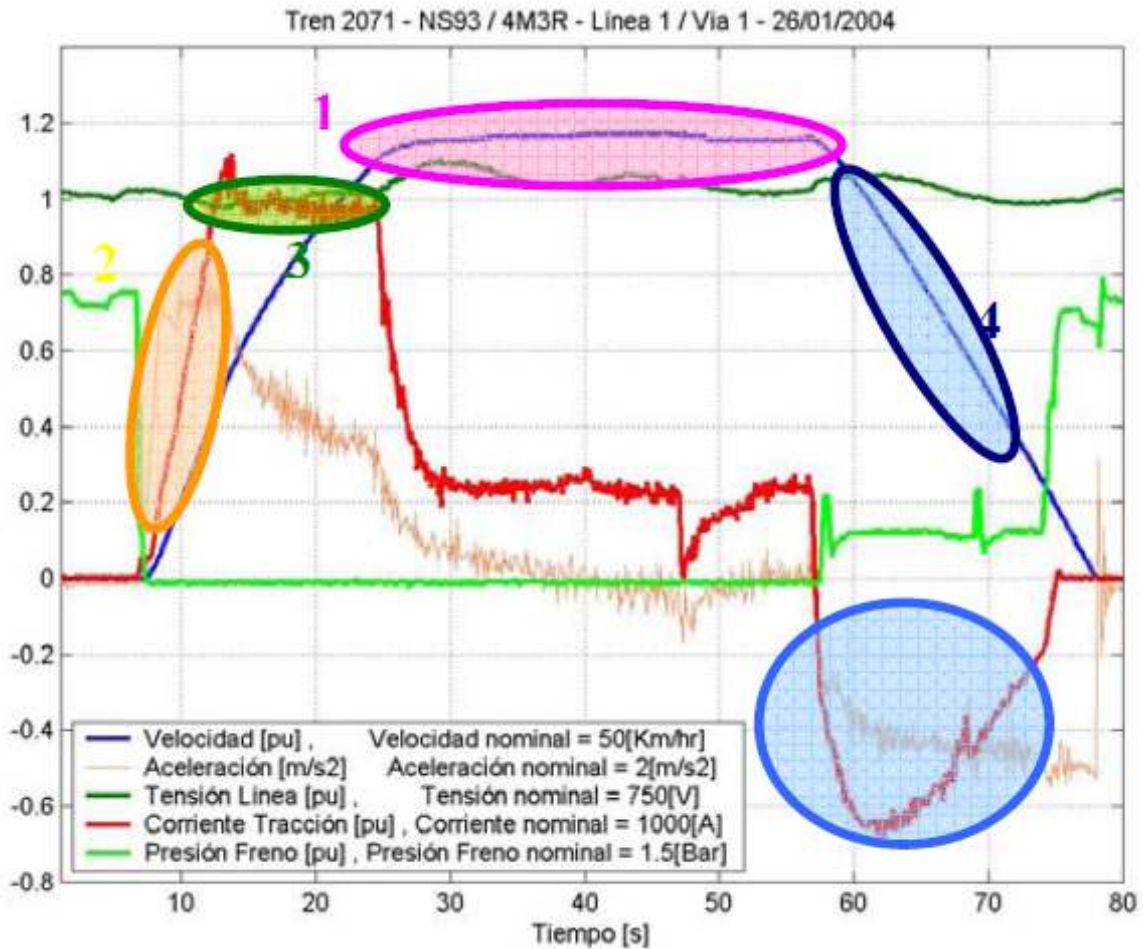


Figura 44 - Comportamiento NS93

4.1.7.2.1 NS2007

Para determinar el comportamiento del rectificador propuesto se ha escogido el tren CAF NS2007 por su mayor exigencia eléctrica, particularmente en la partida donde llega a peaks de corriente bastante mayores que la de los trenes NS74, NS93 y NS 2004, como es mostrado en la Figura 45. Es claro que si el sistema de rectificación propuesto es capaz de

alimentar una flota de estos trenes, lo podrá hacer para cualquier combinación de trenes en la línea. Además se espera que Metro amplíe su flota de CAF NS2007 por sus mayores capacidades y prestaciones de operación, especialmente por su gran capacidad de aceleración y desaceleración, lo que podría llevar a reducir los tiempos de viaje notablemente.

Un dato no menor es el peso del tren; un resumen del peso y largo del tren en función de su formación y pasajeros por metro cuadrado son mostrados en la Tabla 14. Estos cálculos fueron hechos en base a la información disponible en el documento Anexo 1 - Características Material Rodante CAF 2007 Metro S.A.

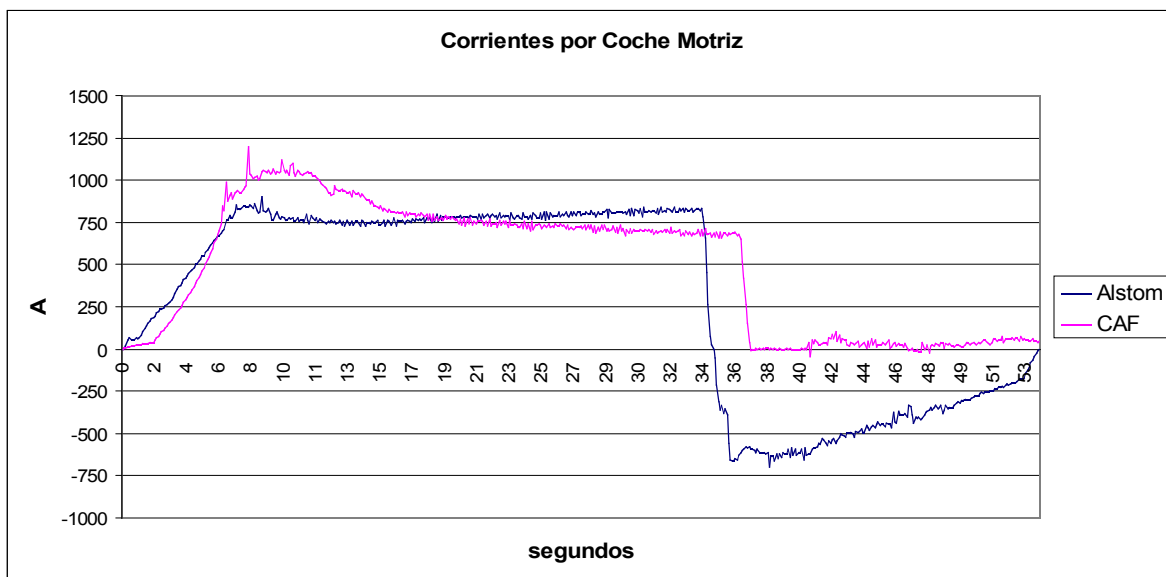


Figura 45 – Incripciones corrientes por Coche Motriz

Configuración	Tara (Kg)	Peso con 4 Pax/m ² (Kg)	Peso con 6 Pax/m ² (Kg)	Largo (m)
6 coches	152274	202080	222012	91,180

7coches	173694	231970	255192	106,060
8 coches	200574	267320	293832	120,940
9 coches	227454	302670	332472	135,820

Tabla 14 - Características CAF NS2007 por configuración

Características NS2007	
Formación	6,7,8 y 9 coches
Velocidad Máxima	80 km/hr
Aceleración Máxima	1,35 m/s ²
Desaceleración Máxima	1.2 m/s ²
Desaceleración Máxima Frenado de Servicio	1,8 m/s ²
Diámetro Rueda	953 mm
Rendimiento Inversor	98%
Rendimiento Motor	97%
Rendimiento Transmisión	95%
Rendimiento Total	90.3%
Razon Caja Diferencial	9.23

Tabla 15 - Características CAF 2007

El modelo propuesto está definido en base a la relación de energía y potencia que existe entre las variables eléctricas y mecánicas de entrada y salida del accionamiento (conjunto: equipo de electrónica de potencia – motores – sistema de transmisión mecánica), relacionadas mediante los rendimientos de traspaso de energía y potencia de éstos. En la Figura 46 se aprecia el esquema del modelo propuesto para el tren CAF 2007.

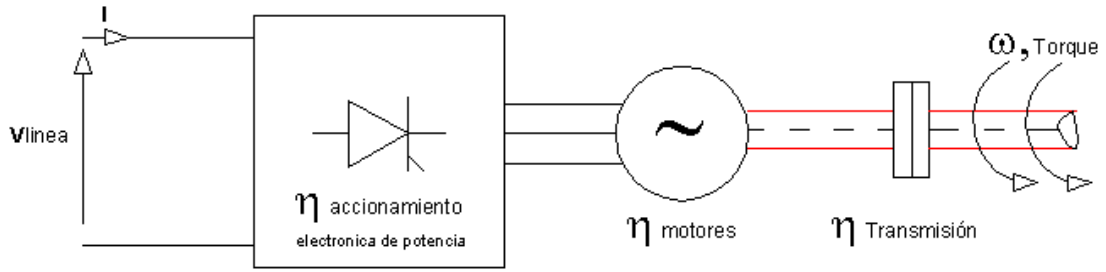


Figura 46 - Modelo propuesto accionamientos

Las ecuaciones electromecánicas que describen el comportamiento de cada coche motriz son:

$$\frac{M_{tren}}{N_{motores}} accel. = \sum F = \frac{r_{rueda}}{K_w} (T_{elec} - T_{carga}) \quad (36)$$

$$T_{elec} = \frac{P_{elec}}{\omega} = \frac{V_{linea} I_{tracción} \eta}{\left(\frac{K_w Vel}{r_{rueda}} \right)} \quad (37)$$

De (36) y (37),

$$I_{tracción} = \left(\frac{K_w Vel}{r_{rueda} V_{linea} \eta} \right) \left(\frac{M_{tren}}{N_{motores}} accel. \left(\frac{K_w}{r_{rueda}} \right) + T_{carga} \right) \quad (38)$$

Con,

$$T_{carga} = \left(\frac{r_{rueda}}{K_w} \right) \left(\frac{F_{rodante} + F_{gradiente}}{N_{motores}} \right) \quad (39)$$

$$F_{rodante} = K_a M_{tren} + K_b Vel + K_c Vel^2 \quad (40)$$

$$F_{gradiente} = M_{tren} g \sin(\varphi_{int\ erestación}) \quad (41)$$

Por lo tanto con (38) se describe la corriente de tracción por coche motriz en función de la velocidad y aceleración del tren.

Así,

$$I_{total} = \left(\frac{K_w Vel}{r_{rueda} V_{linea} \eta} \right) \left(\frac{M_{tren}}{N_{motores}} accel. \left(\frac{K_w}{r_{rueda}} \right) + T_{c\ arg a} \right) N_{motores} \quad (42)$$

De esta forma el modelo del tren corresponde a una fuente de corriente CC variable, donde la magnitud es determinada por la ecuación (42). La velocidad y aceleración del tren dependen de las prestaciones y exigencias de operación que se tengan, pudiendose elegir distintas estrategias como minimización de tiempos de viaje interestación o ahorro energía, entre otras. En esta memoria se utiliza una curva de velocidad típica orientada a reducir los tiempos de interestación, ya que en general es la más usada y donde se tienen mayores exigencias eléctricas, de esta forma se exigirá al máximo la subestación de rectificación.

Las primeras pruebas que Metro realizó al tren CAF NS2007 durante Septiembre del año 2009 entregó resultados no esperados, como se muestra en la figura Figura 45, especialmente en la partida donde se tiene un peak de corriente muy elevado debido principalmente a la mayor capacidad de aceleración del tren que ha sido explotada en las pruebas iniciales. Sin embargo se ajustaron los parámetros de control del tren de forma de obtener un comportamiento similar a los demás trenes, por lo que se espera que su comportamiento eléctrico sea similar al NS93, mostrado en la Figura 47.

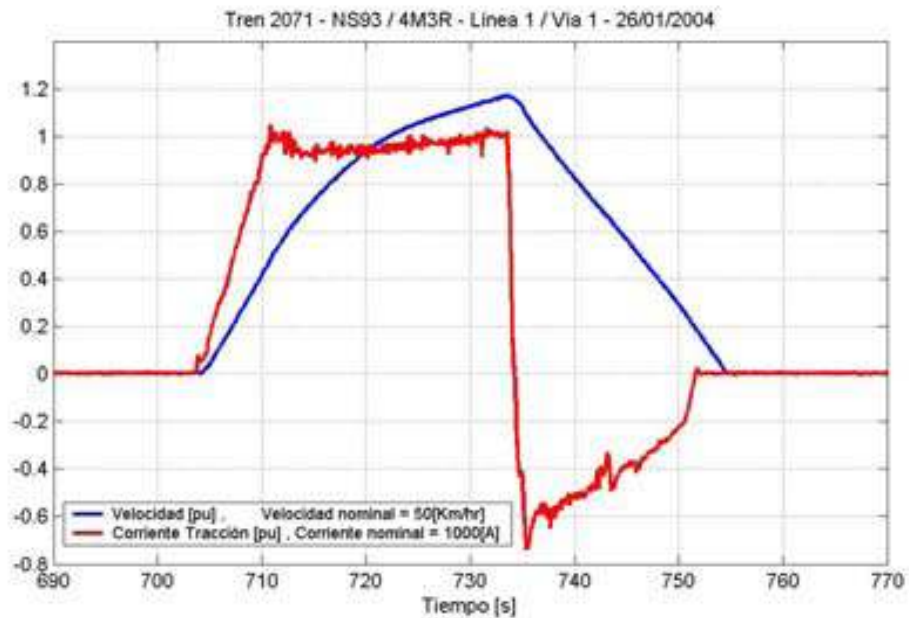


Figura 47 - Velocidad y corriente típica en interestación

4.2 MODELO NUEVO RECTIFICADOR

Para simular el comportamiento del nuevo rectificador presentado en el capítulo II, se considero para cada grupo de rectificación el esquema presentado en Figura 48, donde se tiene un transformador con el primario en delta y con doble secundario; uno en estrella y el otro en delta. Cada secundario alimenta un puente rectificador graetz de seis pulsos, de forma que su conexión en paralelo forma un tensión continua de doce pulsos.

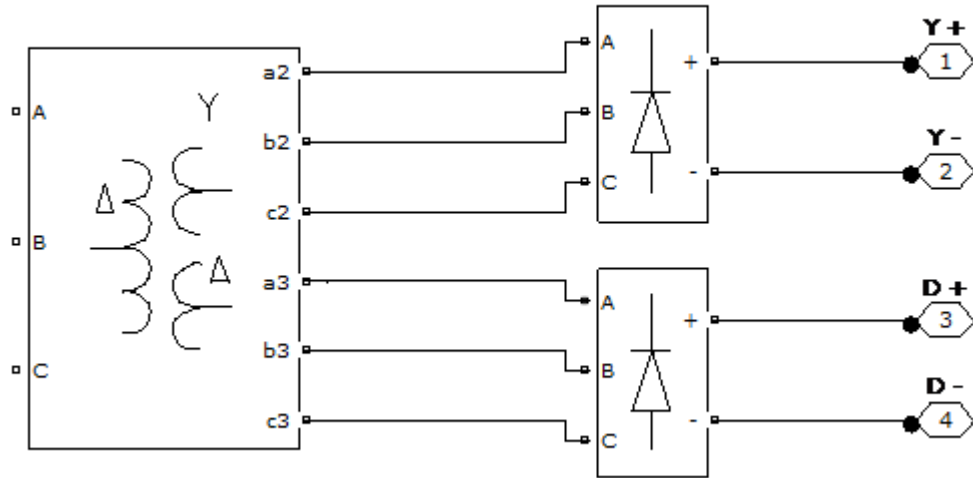


Figura 48 - Modelo grupo transformador - rectificador

Luego del grupo transformador – rectificador viene un bloque que representa el convertidor DC-DC, donde se disponen los interruptores en paralelo que modulan la corriente continua. Cada interruptor está formado por un arreglo de IGBTs en paralelo de forma de soportar las exigencias de corriente de la aplicación. Como se aprecia en la Figura 49, el diseño es semejante a que un convertidor DC-DC Boost, donde la inductancia tiene como fin suavizar la pendiente de la corriente cuando el interruptor se cierra, formando el cortocircuito y así subir la corriente DC. Si esta pendiente es muy pronunciada, el dispositivo no cumple en forma eficiente su función, ya se logran corrientes con demasiado ruido, al ser incapaz de seguir la referencia. De la misma forma, si la pendiente es muy pequeña al dispositivo le toma demasiado tiempo llegar al punto de referencia, dificultando la formación de la corriente de referencia.

Los diodos de alta frecuencia forman junto al condensador y al interruptor, un triángulo de alta frecuencia, evitando la circulación de corrientes inversas al rectificador y permitiendo una tensión CC sin mayores fluctuaciones debido a pesar de las numerosas conmutaciones de los interruptores.

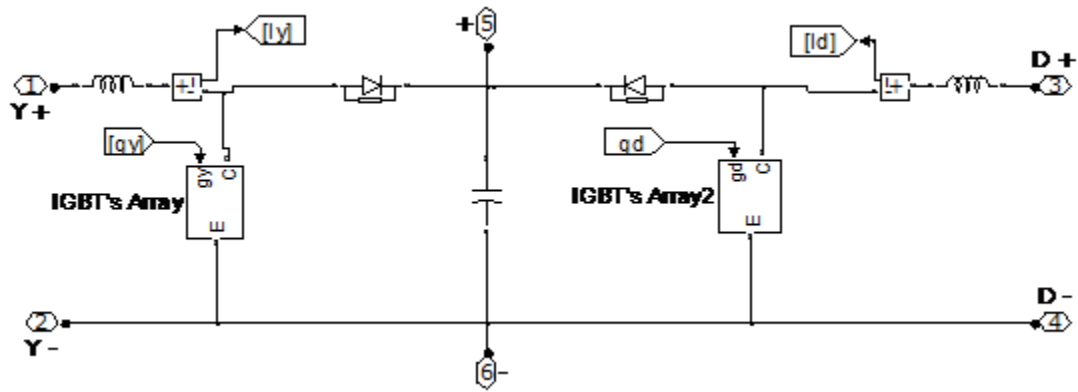


Figura 49 - Modelo convertidor DC-DC

4.2.1 ESQUEMA DE CONTROL

Para lograr modular y crear una corriente como la de referencia, se utilizó un esquema de control por banda de histeresis, como se aprecia en la Figura 50, el cual es limitado a su vez por una frecuencia máxima de conmutación de modo de evitar el sobrecalentamiento de los dispositivos semiconductores. Para crear la referencia, se discretizó la señal de modo de crear el arco sinusoidal formado por los primeros 30° grados de una senoide y seguidamente por la forma de una senoide entre 150° y 180° . Esta referencia de amplitud unitaria es multiplicada por un factor de corrección que depende de la corriente media de carga, como muestra la ecuación (27).

Luego de crearse la referencia, y desfasarse en 30° para el caso de la corriente proveniente del secundario en delta, las corrientes de referencias se restan con las corrientes reales circulando por cada rama CC. Esta diferencia entra al siguiente bloque, el cual efectúa la lógica de control por banda de histeresis. Este bloque entrega la señal ON al interruptor si es que la diferencia es mayor a un valor determinado a elección; y entrega OFF si es menor a otro valor determinado. En esta simulación se encontró en forma empírica, que cuando dichos valores son menores a un 5% de la corriente de referencia, se

obtienen valores de THD satisfactorios, por lo que se utilizo aquel nivel de tolerancia de error entre la banda y la corriente real.

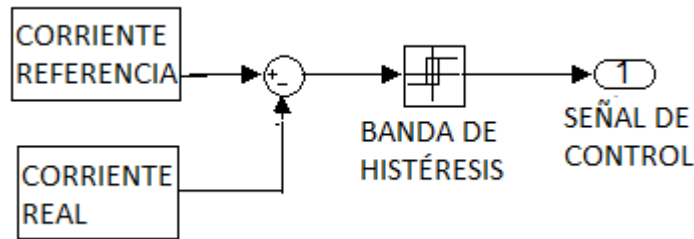


Figura 50 - Esquema control banda histéresis

4.2.2 DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES

Para simular el comportamiento electrico de los dispositivos semiconductores presentes en el modelo (IGBTs y diodos) se utilizaron modelos ampliamente usados en la literatura. A continuación se detallaran dichos modelos junto con sus principales características y parametros utilizados.

4.2.2.1 IGBT

La elección del dispositivo semiconductor S_1 y S_2 , debe ser muy cuidadosa, dada las importantes exigencias en terminos de frecuencia y corriente que exige esta aplicación. La corriente nominal que pasa por cada dispositivo debe satisfacer las exigencias mostradas en la Tabla 16.

Exigencias Corrientes SER		(A)
I nominal		5330
Durante 2 h	1.5 veces I nominal	7995

Durante 1 m	3 veces I nominal	15990
Durante 15 s	4.5 veces I nominal	23985

Tabla 16 - Exigencias de Corrientes SER

Por otro lado la frecuencia de switching requerida para controlar de forma adecuada la corriente, y así crear una corriente I_1 e I_2 con la forma descrita en la Figura 30, debe ser de al menos 5 KHz considerando que se tienen valores de inductancia y capacitancia en el lado CC que permitan una pendiente de subida y de bajada cercanos a la de la referencia.

Dado que la frecuencia de switching es una variable que determina fuertemente la forma de la corriente en el lado CC, mientras mayor es la frecuencia más se asemeja la corriente real a la referencia deseada, y por lo tanto mejor es su THD de corriente. De esta forma mientras mayor es la frecuencia de switching mejor es el THD de corriente, pero a su vez el dispositivo semiconductor aumenta notablemente sus pérdidas y temperatura, por lo que este “trade-off” que debe ser evaluado cuidadosamente.

Revisando minuciosamente el mercado de los semiconductores y sus prestaciones, rápidamente se llega a la conclusión de que actualmente no existe un dispositivo capaz de satisfacer las prestaciones en términos de corriente y frecuencia de conmutación que esta aplicación exige. El IGBT disponible en el mercado que más se acerca a estos estándares es el módulo IGBT 1MBI3600U4D-120 1200V/3600A de e-Front Runners, cuyas características son detalladas en el Anexo (), que a pesar de sus amplias capacidades de corriente y frecuencia, aun uno solo de estos dispositivos es insuficiente para la demanda de corriente de esta aplicación.

Sin embargo existen experiencias en el mundo donde se han desarrollado soluciones que son capaces de satisfacer estas exigencias dejando en serie - paralelo varios igbts controlados por un gate drive comun. Un ejemplo notalbe es el prototipo desarrollado por DTI, el cual esta formado por 100 IGBTs logrando operar a 10 kV y 10 kA, siendo posible conectar cinco de estos dispositivos en paralelo, logrando una corriente total de operación de 50 kA. El tiempo de conmutación puede llegar a ser menos de un microsegundo, logrando una frecuencia de conmutación de hasta 50 kHz.

Siguiendo esta estrategia, se simuló un arreglo de IGBTs 1MBI3600U4D-120 en paralelo, de forma de reducir la corriente que circula por cada uno de ellos. Cada IGBT es modelado como un interruptor ideal controlado por una señal de control, en serie con una resistencia, una inductancia y una fuente de tensión CC, como se muestra en la Figura 51.

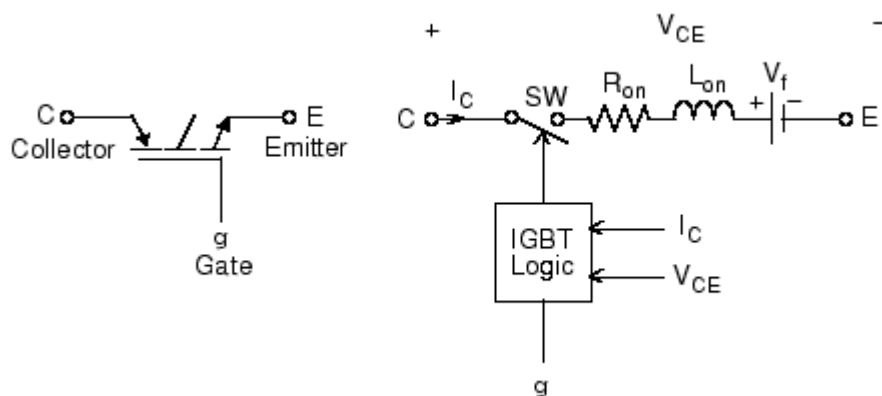


Figura 51 - Modelo IGBT

El IGBT esta en estado “encendido”, es decir permite la conducción de corriente, cuando la tensión colector – emisor es mayor a la tensión V_f y una señal positiva es aplicada en la compuerta ($g > 0$). El IGBT se “apaga” cuando la tensión colector – emisor es positiva y es aplicada un señal nula en la compuerta ($g = 0$), como se aprecia en la Figura 52.

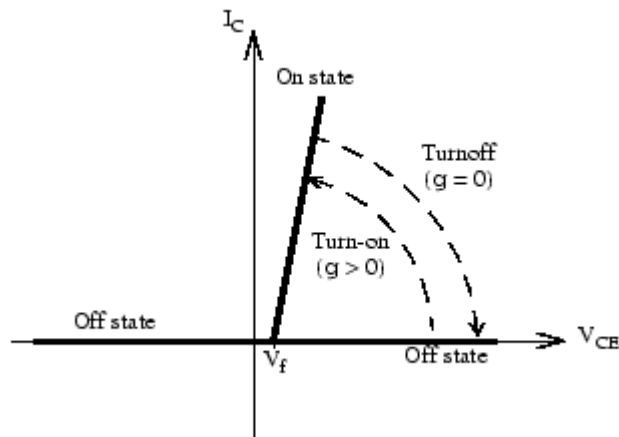


Figura 52 - On/Off IGBT

La característica de “apagado” del modelo es aproximada en dos segmentos. Cuando la señal de la compuerta cae a cero, la corriente por el colector decrece de I_{max} hasta el $0,1 I_{max}$ en un tiempo T_f , y luego de $0,1 I_{max}$ a 0 en un tiempo T_t , como se muestra en la Figura 53.

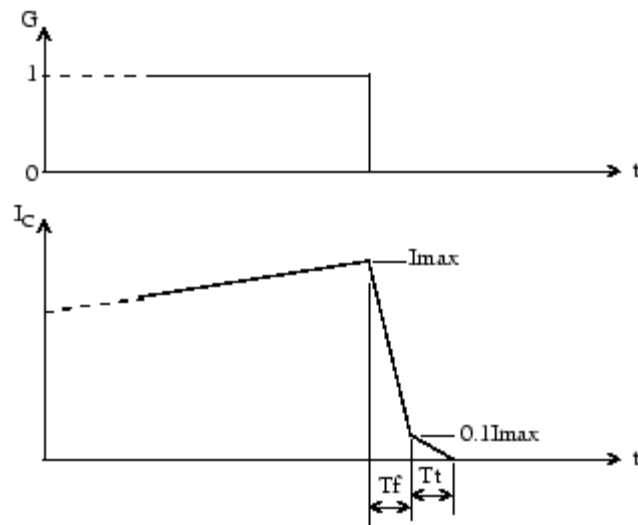


Figura 53 - Tiempo de apagado IGBT

El bloque IGBT también contiene un circuito RC snubber en paralelo de forma suavizar y proteger el dispositivo ante los cambios bruscos de tensión, y a su vez se introduce un diodo anti-paralelo para proteger el dispositivo de las corrientes inversas.

El resumen de los parámetros es mostrado en Tabla 17, valores que son entregados por el fabricante en el datasheet del dispositivo.

R (mOhm)	Vf (V)	Tf (us)	Tt (us)
0,089	2,1	0,6	0,2

Tabla 17 - Parámetros IGBT

4.2.2.2 Diodo

El diodo es un dispositivo semiconductor controlado por su propia tensión V_{ak} y corriente I_{ak} . Cuando el diodo es polarizado en directa ($V_{ak} > 0$), el diodo comienza a conducir con una pequeña caída de tensión V_f , como se aprecia en Figura 54. El diodo se apaga cuando el flujo de corriente en el dispositivo es cero y cuando el diodo está polarizado inversamente ($V_{ak} < 0$), se queda en el estado desactivado.

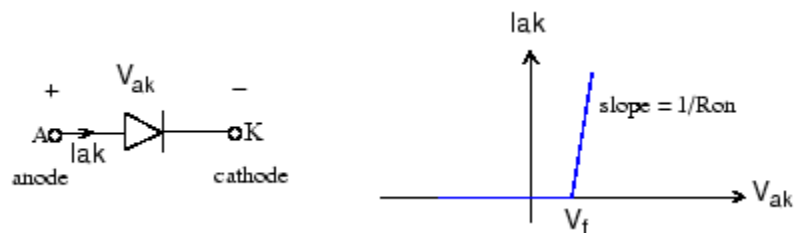


Figura 54 - Característica Diodo

El diodo es modelado por una resistencia, una inductancia y una fuente de tensión DC conectadas en serie con un interruptor ideal, como lo muestra la Figura 55.

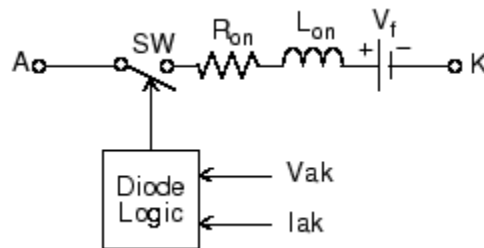


Figura 55 - Modelo Diodo

CAPÍTULO V: “ESTIMACIÓN DE PERDIDAS Y TEMPERATURA EN EL INTERRUPTOR”

El estudio térmico de los dispositivos de potencia es fundamental para un rendimiento óptimo de los mismos. Esto es debido a que en todo semiconductor, el flujo de la corriente eléctrica produce una pérdida de energía que se transforma en calor. El calor produce un incremento de la temperatura del dispositivo y si este incremento es excesivo e incontrolado, inicialmente provocará una reducción de la vida útil del elemento y en el peor de los casos lo destruirá.

La experiencia obtenida con el prototipo de rectificador desarrollado en [13] mostró que esta aplicación es especialmente sensible a las pérdidas por conmutación del interruptor, dada las altas frecuencias necesarias para realizar una correcta modulación de la corriente. Se ha demostrado a través de experimentación en el prototipo de laboratorio que el cambio de posición de los interruptores, de serie a paralelo, disminuye notablemente las pérdidas en los interruptores y mejora notablemente la regulación de voltaje. Por ello es importante estudiar este fenómeno, que por su comportamiento caótico en la frecuencia de conmutación, no permite un estudio teórico de las distintas variables eléctricas certero. Es ante este escenario donde una simulación numérica del rectificador propuesto puede ayudar a estudiar y entender de mejor manera dichos fenómenos.

La simulación numérica del comportamiento de la temperatura en el tiempo en una simulación circuital es realizada a través de modelos térmicos de los semiconductores y sistemas de ventilación, y conectando dichos modelos, típicamente compuestos por redes RC, a la potencia de pérdidas calculada, como se muestra en la Figura 56.

La estrategia utilizada en esta memoria, calcula las pérdidas por conducción y conmutación del interruptor de forma simple, con gran precisión y no entorpece ni demora la simulación numérica de la electrónica de potencia.

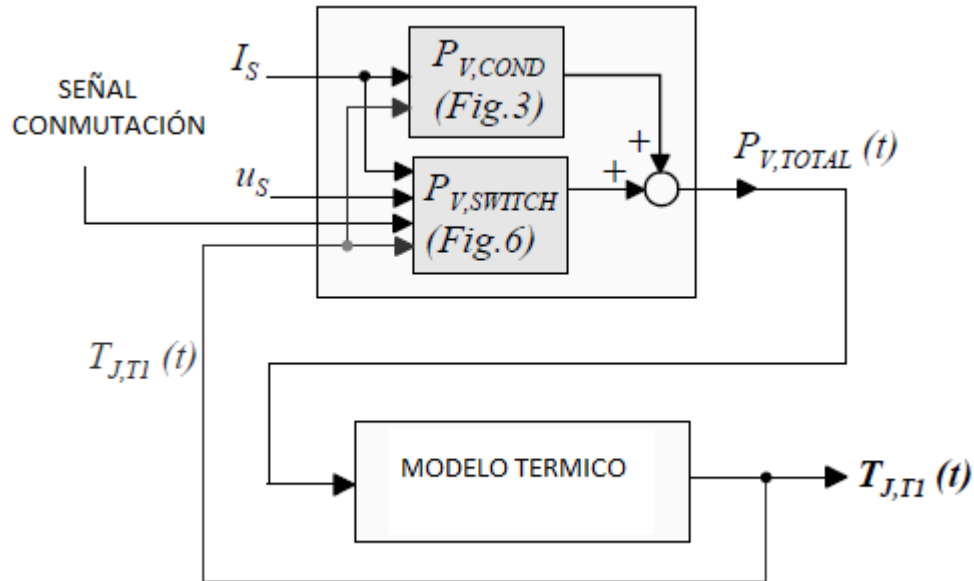


Figura 56 - Modelo potencia pérdida y temperatura

5.1 PERDIDAS POR CONDUCCIÓN

Las pérdidas de conducción de los semiconductores de potencia son a menudo calculadas mediante la inserción de una tensión que representa la caída de tensión y una resistencia en serie con el dispositivo ideal que representa la dependencia de la corriente. De esta manera, la característica no lineal de la corriente-tensión sigue el modelo de una manera sencilla. Una desventaja de este enfoque es que los interruptores y diodos ideales del sistema son sobrecargados con parámetros adicionales. Generalmente el estimar las pérdidas de conducción de esta manera significa la reconstrucción de un sistema o parte de él en el simulador, generando un problema adicional. Además, la estimación de la temperatura y su dependencia en este modelo es sólo posible si el simulador proporciona valores controlables de resistencia.

La característica que describe la relación entre la caída de tensión y la corriente por el colector es mostrada en el datasheet del dispositivo, que entrega dos curvas a diferentes temperaturas de operación, como se aprecia en Figura 57 a modo de ejemplo. Esta dependencia no es lineal por lo cual la modelación como fuente de tensión con una resistencia en serie con un interruptor ideal puede llevar a importantes errores. Siguiendo lo recomendado en () se multiplicará la corriente por el colector con la tensión colector-emisor directamente del datasheet para obtener las perdidas por conducción en función de la corriente por el colector, como se observa a modo de ejemplo en la Figura 58. La ventaja de este procedimiento es que las curvas se pueden aproximar con gran precisión por un polinomio de 2^o orden, como la ecuación **(43)**.

$$P_{V,COND} = cI_c + dI_c^2 \quad (43)$$

Resultando entonces, para distintas temperaturas de operación

$$P_{V,COND,TA=125} = c_{TA}I_c + d_{TA}I_c^2 \quad (44)$$

$$P_{V,COND,TB=25} = c_{TB}I_c + d_{TB}I_c^2 \quad (45)$$

Para que estos las perdidas también dependan de la temperatura, se realiza una aproximación de primer orden a la información que entrega el datasheet, como muestran las ecuaciones **(46)** y **(47)**.

$$c(T) = c_0 + c_1T \quad (46)$$

$$d(T) = d_0 + d_1 T \quad (47)$$

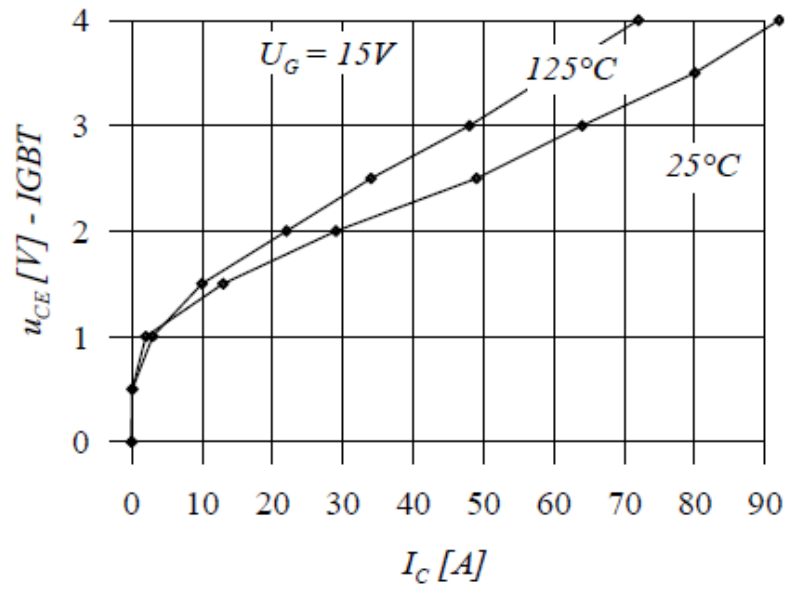


Figura 57 - Curva típica tensión colector - emisor vs corriente colector

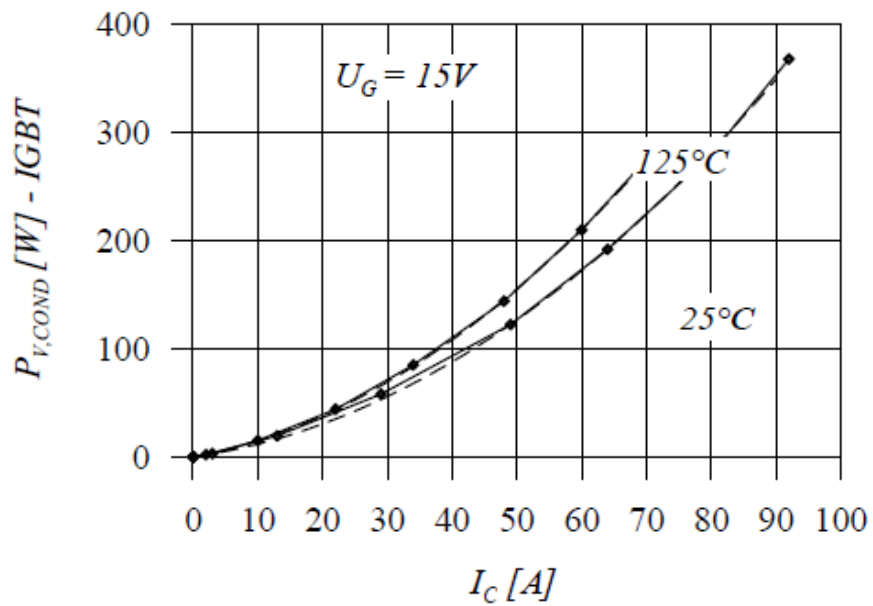


Figura 58 - Potencia perdida típica por conducción

Finalmente,

$$P_{V,COND}(I_c, T) = (c_0 + c_1 T)I_c + (d_0 + d_1 T)I_c^2 \quad (48)$$

Donde,

$$c_0 = \frac{c_{TB}T_A - c_{TA}T_B}{T_A - T_B} \quad (49)$$

$$c_1 = \frac{c_{TA} - c_{TB}}{T_A - T_B} \quad (50)$$

$$d_0 = \frac{d_{TB}T_A - d_{TA}T_B}{T_A - T_B} \quad (51)$$

$$d_1 = \frac{d_{TA} - d_{TB}}{T_A - T_B} \quad (52)$$

De esta forma es simple estimar las perdidas por conducción, introduciendo un bloque extra al simulador sin necesidad de reconstruir los circuitos de potencia, ni cambiar el modelo de los interruptores, como se muestra en .

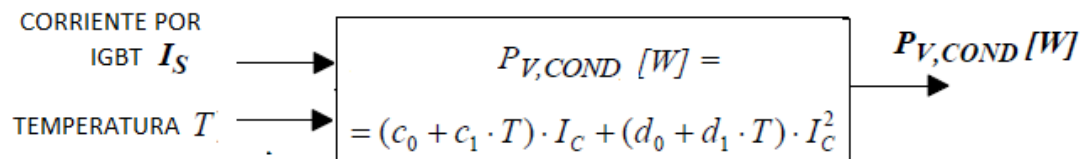


Figura 59 - Bloque pérdidas por conducción

5.1.1 PERDIDAS CONDUCCIÓN IGBT 1MBI3600U4D-120

De los datos entregados por el fabricante a través del datasheet del dispositivo IGBT, se discretizaron los datos, obteniéndose las curvas mostradas en la Figura 60.

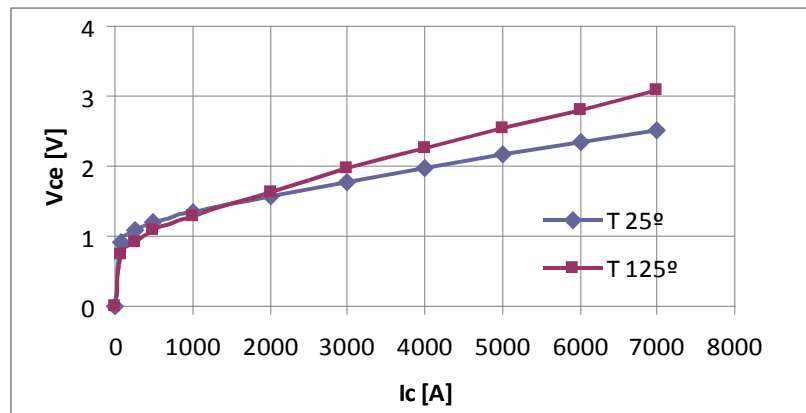


Figura 60- Característica tensión colector - emisor vs corriente colector IGBT 1MBI3600U4D-120

Al multiplicar estas curvas por V_{ce} , se obtienen las curvas característica de las pérdidas por conducción del IGBT 1MBI3600U4D-120 mostradas en la Figura 61.

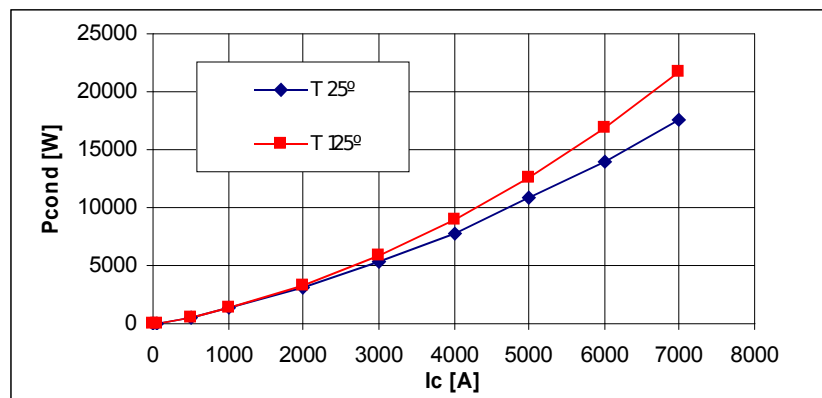


Figura 61 - Pérdidas por conducción vs corriente colector IGBT 1MBI3600U4D-120

Estas curvas, al aproximarse por un polinomio de segundo orden resultan en

$$P_{cond,T25^\circ} = 0,002I_c^2 + 1,2773I_c [W], \text{ con un } R=0,998 \quad (53)$$

$$P_{cond,T125^\circ} = 0,003I_c^2 + 1,1235I_c [W], \text{ con un } R=0,997 \quad (54)$$

Luego, al realizar una aproximación de primer orden se estas curvas se obtiene la ecuación **(55)** que estima las pérdidas por conducción del IGBT dependiente de la temperatura:

$$P_{cond}(I_c, T) = (1,26577 - 0,001138 * T)I_c + (0,000175 + 0,000001 * T)I_c^2 [W] \quad (55)$$

5.2 PERDIDAS POR CONMUTACIÓN

En electrónica de potencia las pérdidas por conmutación suelen aportar una cantidad significativa de las pérdidas del sistema. Por lo tanto, omitiendo las pérdidas de conmutación en el cálculo o ponderando las pérdidas de conducción con un factor estimativo para estimar las pérdidas de conmutación, puede dar lugar a grandes errores en las pérdidas totales.

Ademas, si se desea considerar el comportamiento en el tiempo de la temperatura de la juntura para mejorar la fiabilidad del diseño, es necesario calcular con precisión las pérdidas por conmutación.

Una forma de hacerlo es construir un modelo muy exacto basado en la física de los semiconductores que proporciona las formas de onda de la tensión y corriente durante el encendido y apagado como se muestra en [2], [3]. Además del alto esfuerzo para establecer, validar y ajustar estos modelos, existe también el impacto de las corrientes parásitas que influyen fuertemente en la conmutación, y por tanto, en las pérdidas de conmutación.

El acoplamiento del software electromagnético FEM (método de elementos finitos) con el simulador de circuitos proporcionan una solución muy costosa. Modelar el evento de conmutación en detalle para obtener las pérdidas de conmutación conlleva a tiempos de simulación extremadamente largos, dado que el ancho del paso de tiempo de la simulación debe ser ajustada a valores muy pequeños.

Otro método consiste en calcular las pérdidas de conducción y conmutación basado en los tiempos de conducción de los dispositivos. Esto da muy buenos resultados para los sistemas PWM donde el esquema de modulación es conocido. Para los sistemas que emplean controladores de histéresis, como el presentado en esta memoria, donde el comportamiento de la conmutación es impredecible y caótica, estos cálculos no se pueden realizar. En general, los cálculos analíticos necesarios son a menudo difíciles de realizar.

En [5], la estrategia propuesta para encontrar las pérdidas de conmutación es definir una tabla de búsqueda de las pérdidas dependientes de ciertos parámetros como la tensión de bloqueo, corriente y / o temperatura de la juntura. Esta tabla se completa con los datos experimentales de pruebas realizadas previamente. El alcance de esta estrategia no es una simulación numérica en un entorno de diseño virtual, sino más bien un monitoreo en línea de la temperatura del chip puesta en práctica vía hardware. La tabla de búsqueda es consultada en cada conmutación para obtener las pérdidas de conmutación. En [6], se propone un método en donde se haga un recuento del número de conmutaciones y ponderadas con datos experimentales de la pérdida de energía, todo esto almacenado en

una tabla de búsqueda. El énfasis de ese trabajo está en la posibilidad de realizar simulaciones numéricas muy rápidas con interruptores ideal, y calcular en forma muy precisa las pérdidas de los semiconductores.

En [7] un esquema basado en un contador de pérdidas de conmutación es introducido con pérdidas medidas experimentalmente. A diferencia del caso anterior donde se propone una tabla de búsqueda, en este trabajo se propone una ecuación lineal, suponiendo dependencia lineal de la pérdida de energía de conmutación con la corriente.

En esta memoria se usará esta última estrategia dada su simplicidad y facilidad de implementación en modelos existentes, como los que se encuentran en MATLAB SIMULINK. La estrategia consiste en determinar la dependencia de la corriente en las pérdidas por conmutación de los semiconductores analizando la información entregada en los datasheet de los dispositivos. Las pérdidas dependen de la tensión, la temperatura de la unión, la resistencia de la compuerta y de la inductancia. Esta energía perdida por pulso es entregada por el fabricante en el datasheet del dispositivo, como se muestra a modo de ejemplo en la Figura 62. Al dividir el total de la energía pérdida por la corriente que circula por el colector da un factor de pérdidas de conmutación, como se aprecia en la Figura 63.

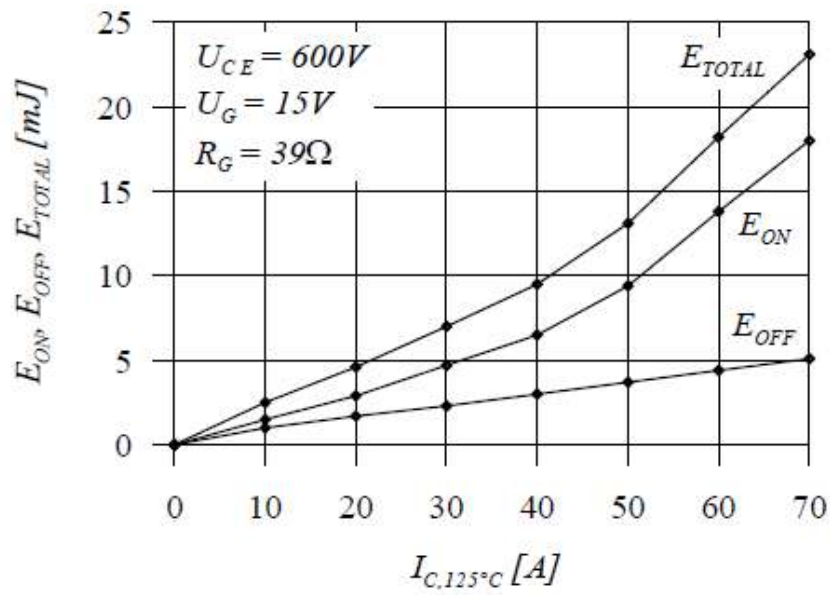


Figura 62 - Energía perdida por conmutación de semiconductor

En muchos casos, si las pérdidas de conmutación se asemejan bastante a ser lineales con respecto a la corriente por el colector, k se fija como constante. En general se tendrá una relación como muestra la ecuación (56).

$$E_{TOTAL} = k_{IGBT}(I_C) \cdot I_C = (a + b \cdot I_C + c \cdot I_C^2) \cdot I_C \quad (56)$$

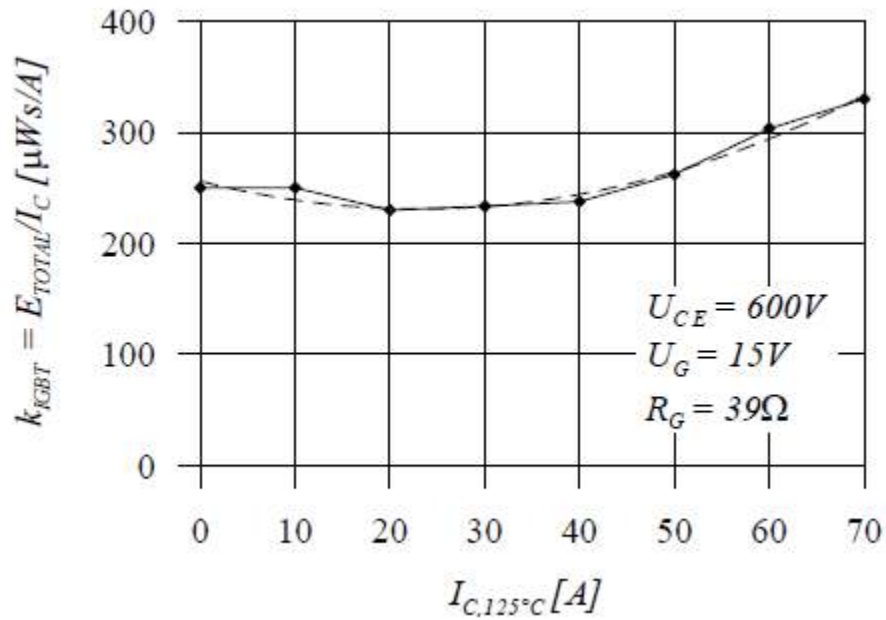


Figura 63 - Factor de pérdidas por conmutación

El modelo para estimar las pérdidas por conmutación se muestra en la Figura 64. Cada vez que el cambio de señal detecta un cambio del estado del interruptor de OFF a ON, un pulso de altura unitaria se genera con un ancho ΔT definido. La división de este pulso por su ancho ΔT crea una señal de pulso con la unidad $[1/s]$ que, multiplicado por la energía, representa la potencia. Esta potencia no depende de la anchura ΔT del pulso definida arbitrariamente.

Solo si el ancho ΔT es del orden de la duración típica de un evento de conmutación, el comportamiento de las pérdidas por conmutación resultante mostrará pulsos de magnitud y duración correctas. Dado que la potencia de las pérdidas es una variable de entrada del modelo termico del semiconductor, donde la constante de tiempo termica (del orden de los 10ms) típicamente es mucho mayor a la duración de un evento de conmutación (del orden de los 100ns), la forma de las pérdidas por conmutación mostrada en la Figura 64 no influyen el resultado del comportamiento de la temperatura e la junta del

semiconductor, y la elección de ΔT no tiene influencia en el cálculo de la temperatura ya que $1/\Delta T$ es pequeño comparado con la frecuencia de conmutación.

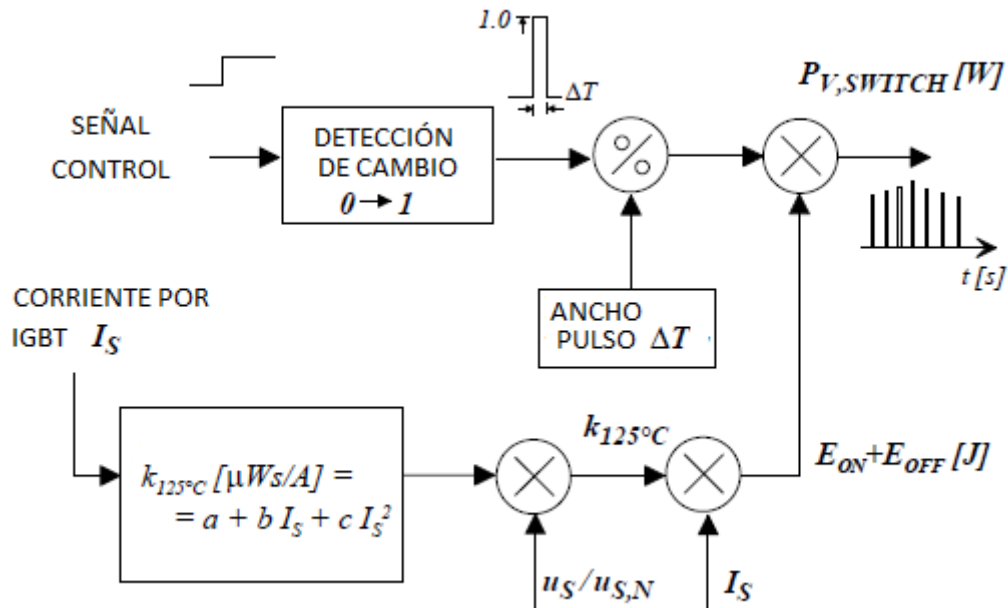


Figura 64 - Modelo potencia de pérdida por conmutación

Como se muestra en la Figura 64, la corriente instantánea que circula a través del interruptor es una variable de entrada al modelo, luego el factor de pérdidas por conmutación (factor k) es calculado en base a la aproximación polinomial mostrada en (56). Si la tensión de bloqueo u_S es diferente a la entregada por el fabricante en el datasheet ($u_{S,N}$), puede ser ajustada por una aproximación lineal a través de un factor $u_S/u_{S,N}$. Ahora multiplicando el valor instantáneo del factor k con la corriente por el colector (I_S), y usando la energía total de pérdida para la corriente circulante y la tensión de bloqueo como factores de ponderación, se obtiene la potencia perdida total por conmutación.

En el modelo utilizado, solo son contados los eventos de “apagado” del interruptor pero estos son ponderados por la energía total (energía de encendido más la de apagado). Esto es justificado ya que como se dijo anteriormente, las constantes de tiempo de los

eventos de conmutación son mucho menores a las constantes de tiempo térmicas del semiconductor, entonces la característica de temperatura en la juntura no es afectada por esta consideración. Por otro lado el modelo es significativamente simplificado al considerar los eventos de encendido y apagado del interruptor como un solo evento.

5.2.1 PERDIDAS POR CONMUTACIÓN EN IGBT 1MBI3600U4D-120

Siguiendo la estrategia descrita anteriormente, de los datos entregados por el fabricante en el datasheet del dispositivo, se construye la curva característica de energía perdida por pulso en función de la corriente por el colector como se muestra en la Figura 65.

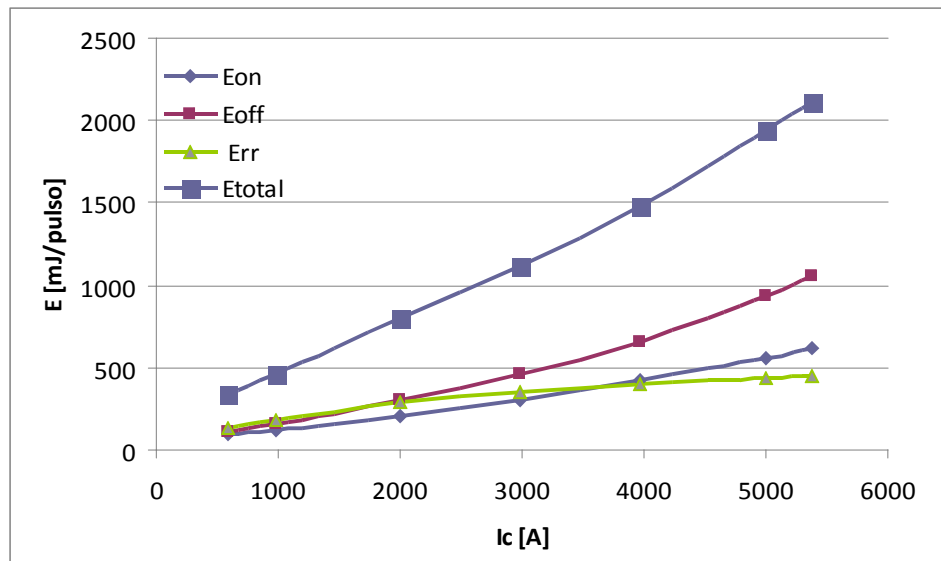


Figura 65 - Energía perdida por cada evento de conmutación, IGBT 1MBI3600U4D-120.

Dicha curva puede ser aproximada en forma polinomial, quedando como se muestra en la ecuación (57).

$$E_{total} = 0,00002I_c^2 + 0,2556I_c + 189,16 \left[\frac{mJ}{pulso} \right] \quad (57)$$

5.3 MODELO TERMICO

En todo semiconductor el flujo de la corriente eléctrica produce una pérdida de energía que se transforma en calor. Esto es debido al movimiento desordenado en la estructura interna de la unión. El calor elevará la energía cinética de las moléculas dando lugar a un aumento de temperatura en el dispositivo; si este aumento es excesivo e incontrolado provocará una reducción de la vida útil del dispositivo y en el peor de los casos su destrucción.

Es por ello que la evacuación del calor generado en el semiconductor es una cuestión de gran importancia para asegurar el correcto funcionamiento y duración del dispositivo.

La capacidad de evacuación del calor al medio ambiente podrá variar según el tipo de cápsula pero en cualquier caso será demasiado pequeña, por lo que necesita una ayuda adicional para transferir el calor disipado mediante un dispositivo de mayor volumen y superficie conocido como disipador de calor, el cual hace de puente para evacuar el calor de la cápsula al medio ambiente.

La experiencia demuestra que el calor producido por un foco calorífico se propaga por todo el espacio que lo rodea. Esta transmisión del calor puede producirse de tres formas:

- *Conducción:*

Es el principal medio de transferencia de calor. Se realiza por la transferencia de energía cinética entre moléculas, es decir, se transmite por el interior del cuerpo estableciéndose una circulación de calor. La máxima cantidad de calor que atravesará dicho cuerpo será aquella para la cual se consigue una temperatura estable en todos los puntos del cuerpo.

En este tipo de transmisión se debe tener en cuenta la conductividad térmica de las sustancias (cantidad de calor transmitido por unidad de tiempo, superficie, gradiente de temperatura).

- *Convección:*

El calor de un sólido se transmite mediante la circulación de un fluido que le rodea y este lo transporta a otro lugar, a este proceso se le llama convección natural. Si la circulación del fluido está provocada por un medio externo se denomina convección forzada.

- *Radiación:*

El calor se transfiere mediante emisiones electromagnéticas que son irradiadas por cualquier cuerpo cuya temperatura sea mayor a cero grados Kelvin. El estado de la superficie influye en gran medida en la cantidad de calor radiado. La transferencia de calor por radiación no se tiene en cuenta para el estudio de semiconductores, dado que a las temperaturas a que se trabaja el calor transferido es despreciable.

Para determinar el comportamiento del flujo de calor, y por lo tanto de la temperatura, se utiliza la resistencia térmica del material que representa la capacidad del material de oponerse al flujo del calor. En el caso de materiales homogéneos es la razón entre el espesor y la conductividad térmica del material. En la Figura 66 se muestra la analogía termoeléctrica, donde la velocidad de transferencia de calor es análoga a la corriente, la temperatura a la tensión y la resistencia térmica a la resistencia eléctrica.

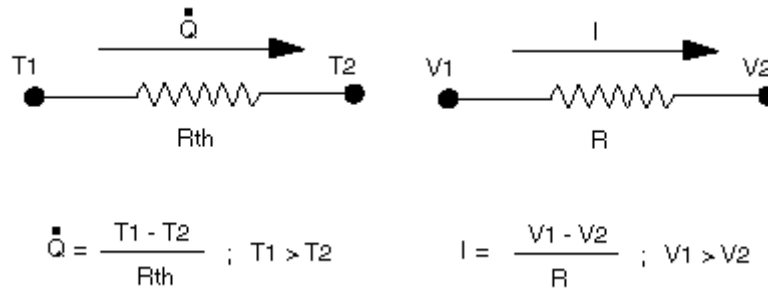


Figura 66 - Analogía termoeléctrica estática

La masa del material hace de “almacenamiento” de energía, modificando la temperatura con una determinada dinámica. En la analogía con los circuitos eléctricos el producto masa por calor específico sería la capacidad de un condensador, ya que:

$$\Delta T = (M \cdot C_e) \Delta Q = C_\theta \Delta Q \quad (58)$$

Luego

$$\frac{\partial T}{\partial t} = C_\theta \frac{\partial Q}{\partial t} = C_\theta P_d \Leftrightarrow \frac{\partial V}{\partial t} = C \cdot I_c \quad (59)$$

Donde,

C_e es el calor específico del material

M es la masa del material

C_θ es la capacidad térmica equivalente

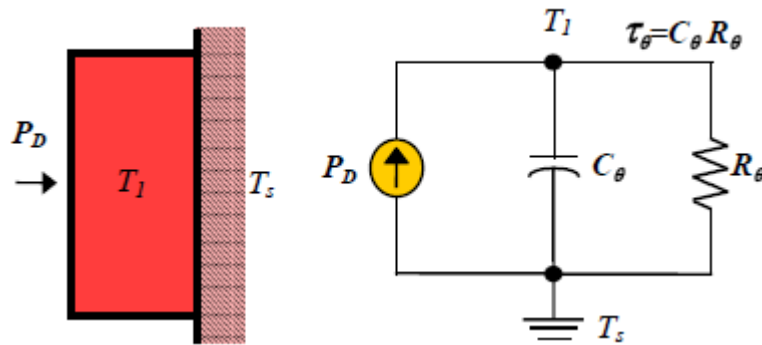


Figura 67 - Modelo Térmico dinámico

En la Figura 67 se muestra un sistema térmico simple consistente en una masa a temperatura inicial T_s a la cual se le suministra un escalón de potencia P_D , estando en contacto con un Disipador a Temperatura T_s . La temperatura final alcanzada es T_1 . También se aprecia el modelo equivalente eléctrico utilizado para modelar comportamientos transitorios de un sistema térmico.

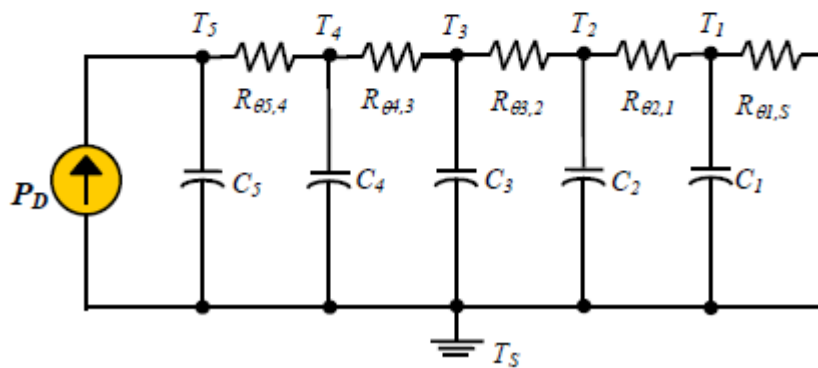
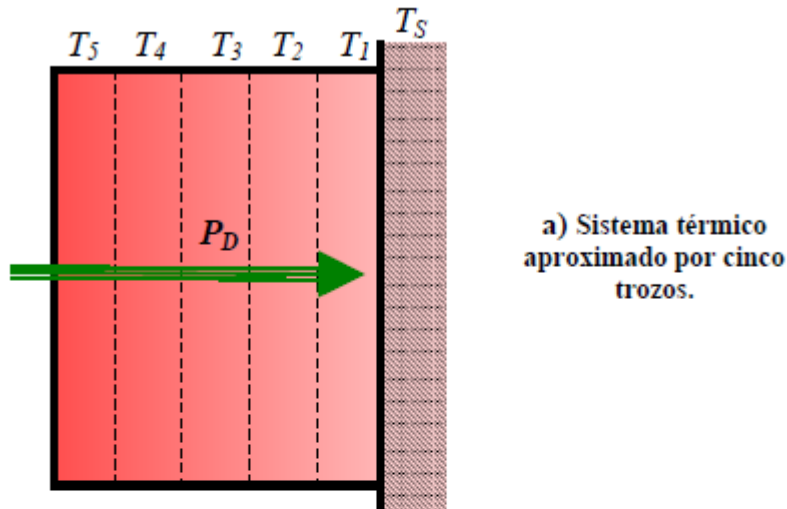
La evolución en el tiempo de la temperatura cuando se aplica un cambio brusco (escalón) de la potencia disipada será:

$$T_1(t) - T_s = P_d R_\theta (1 - e^{-\frac{t}{\tau_\theta}}) \quad (60)$$

En régimen permanente coincide con el régimen estático:

$$T_1(t \rightarrow \infty) - T_s = P_d R_\theta \quad (61)$$

Al aproximar un elemento por trozos, se tiene el esquema mostrado en la Figura 68.



b) Modelo Eléctrico Equivalente

Figura 68 - Modelo termoeléctrico dinámico por trozos

5.3.1 MODELO TÉRMICO INTERRUPTOR

Para modelar el comportamiento de cada interruptor se usó la estrategia explicada anteriormente, utilizando un modelo termoeléctrico dinámico por trozos y los parámetros entregados por los fabricante de los distintos elementos (interruptor y disipador). Un modelo estático en esta aplicación conllevaría a errores importantes, dada la característica pulsatoria de las pérdidas por conmutación. En la se muestra el modelo térmico dinámico asociado, donde dado que en el mismo encapsulado del interruptor conviven el IGBT y el diodo antiparalelo, se acoplan las redes eléctricas análogas mediante una resistancia térmica. Para el modelo se considero una temperatura ambiente de 40°, temperatura que

da un nivel de seguridad adecuado, considerando que en condiciones normales la temperatura ambiente debiese estar bastante por debajo de dicho valor.

El disipador adecuado para esta aplicación es el Alutronic 100K/kW,LK 30-200 A,110x200mm, cuyos parámetros son mostrados en la tabla Tabla 20. Los parámetros termicoeléctricos del IGBT y del diodo en antiparalelo se muestran en la Tabla 18 y Tabla 19.

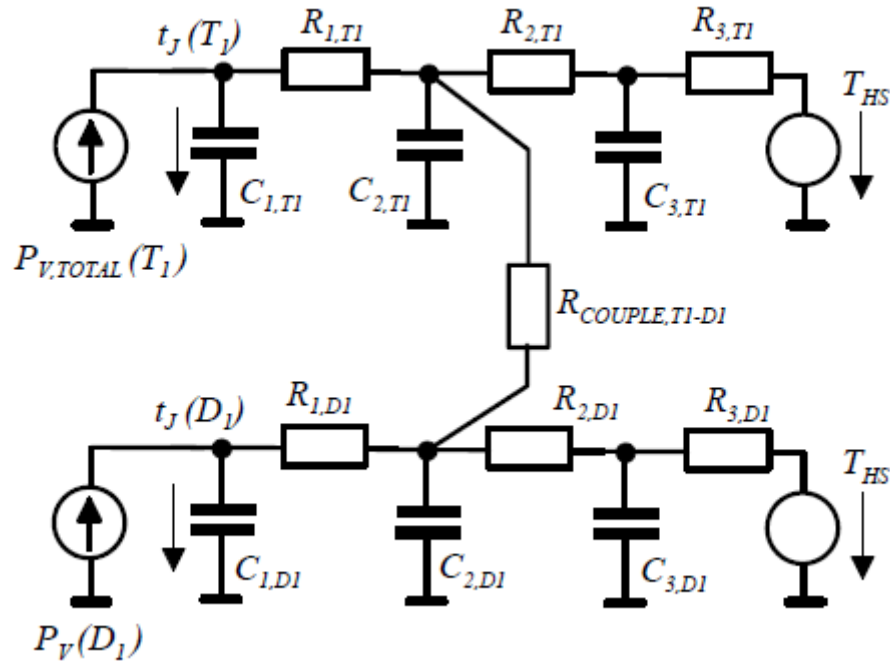


Figura 69 - Modelo térmico dinámico

R1 [K/W]	tau1 [s]	R2 [K/W]	tau2 [s]	R3 [K/W]	tau3 [s]	R4 [K/W]	tau4 [s]
0.00506	0.20290	0.00120	0.02030	0.00050	0.00201	0.00025	0.00052

Tabla 18 - Parámetros Térmicos IGBT

R1 [K/W]	tau1 [s]	R2 [K/W]	tau2 [s]	R3 [K/W]	tau3 [s]	R4 [K/W]	tau4 [s]
0.00843	0.21000	0.00193	0.02960	0.00087	0.00701	0.00084	0.00149

Tabla 19 - Parámetros Térmicos Diodo Antiparalelo

R1 [K/W]	tau1 [s]
<i>0.00843</i>	<i>0.21000</i>

Tabla 20 - Parámetros Térmico Disipador

CAPÍTULO VI: “ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS”

El presente capítulo muestra los principales resultados obtenidos de las simulaciones realizadas al rectificador, que fue modelado como se detalló en el capítulo anterior. A continuación se detallaran los resultados obtenidos en términos de comportamiento, temperaturas, pérdidas y regulación de tensión a corriente nominal, para luego resumir en una tabla los resultados de temperatura y rendimiento del rectificador frente a las exigencias de corrientes establecidas por norma. En primer lugar, la Figura 70 muestra el comportamiento general del rectificador, donde se aprecia la modulación de la corriente para seguir la referencia a partir de los 0.08 s. También se observa la disminución de la distorsión armónica, pasando de un THD de 16% a uno de 4,3%.

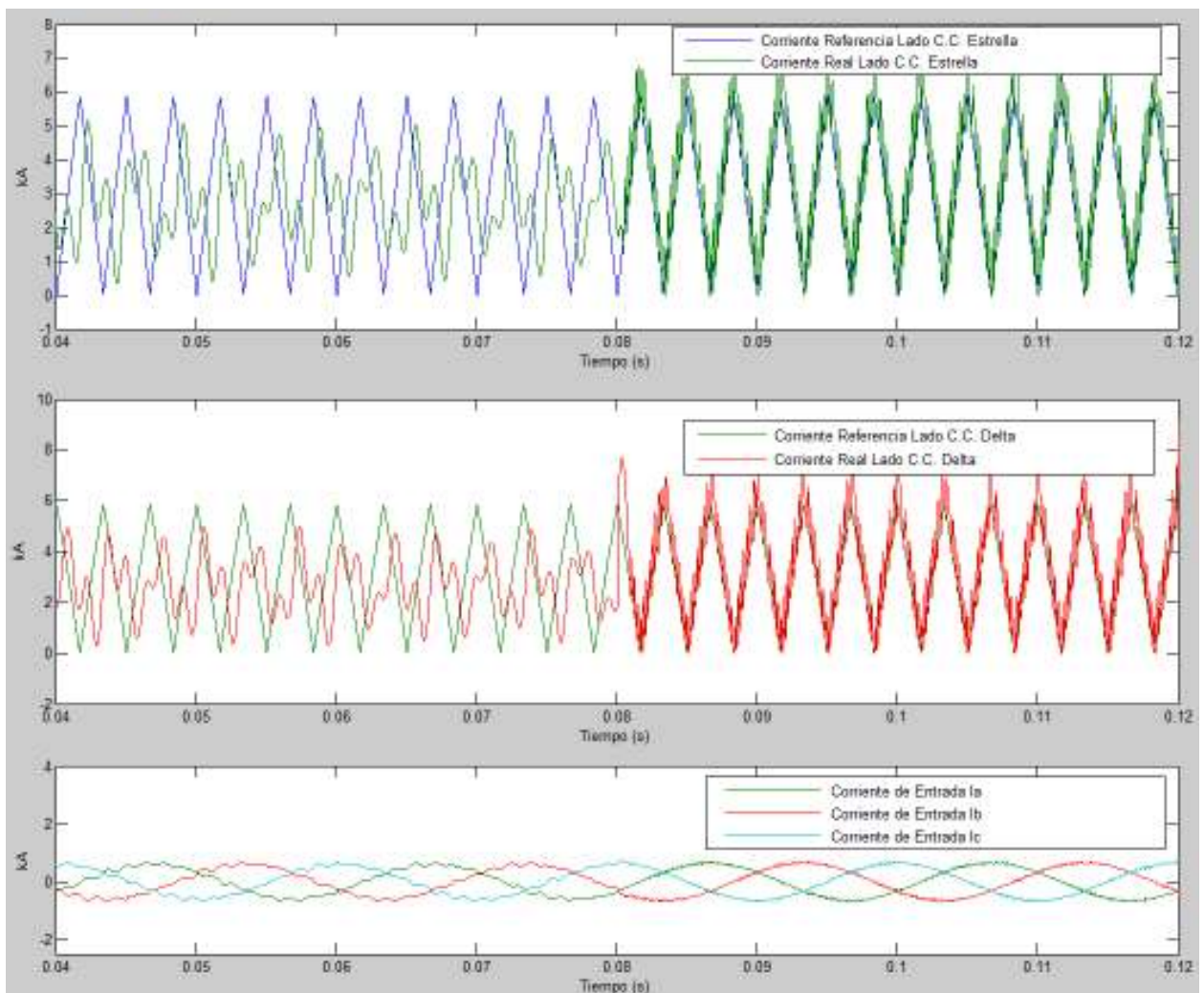


Figura 70 - Comportamiento de las corrientes rectificador propuesto

En la Figura 71 y Figura 72 se aprecia un cambio en la magnitud de la corriente de carga a los 0.12 s, y su correspondiente efecto en las distintas variables eléctricas del sistema. Se observa la buena regulación de tensión del rectificador propuesto y el rápido ajuste del control a este cambio de magnitud. Dado que en vacío el rectificador entrega 820 V, y a plena carga el rectificador entrega 742 V, se obtiene un 9,75% de regulación para el rectificador.

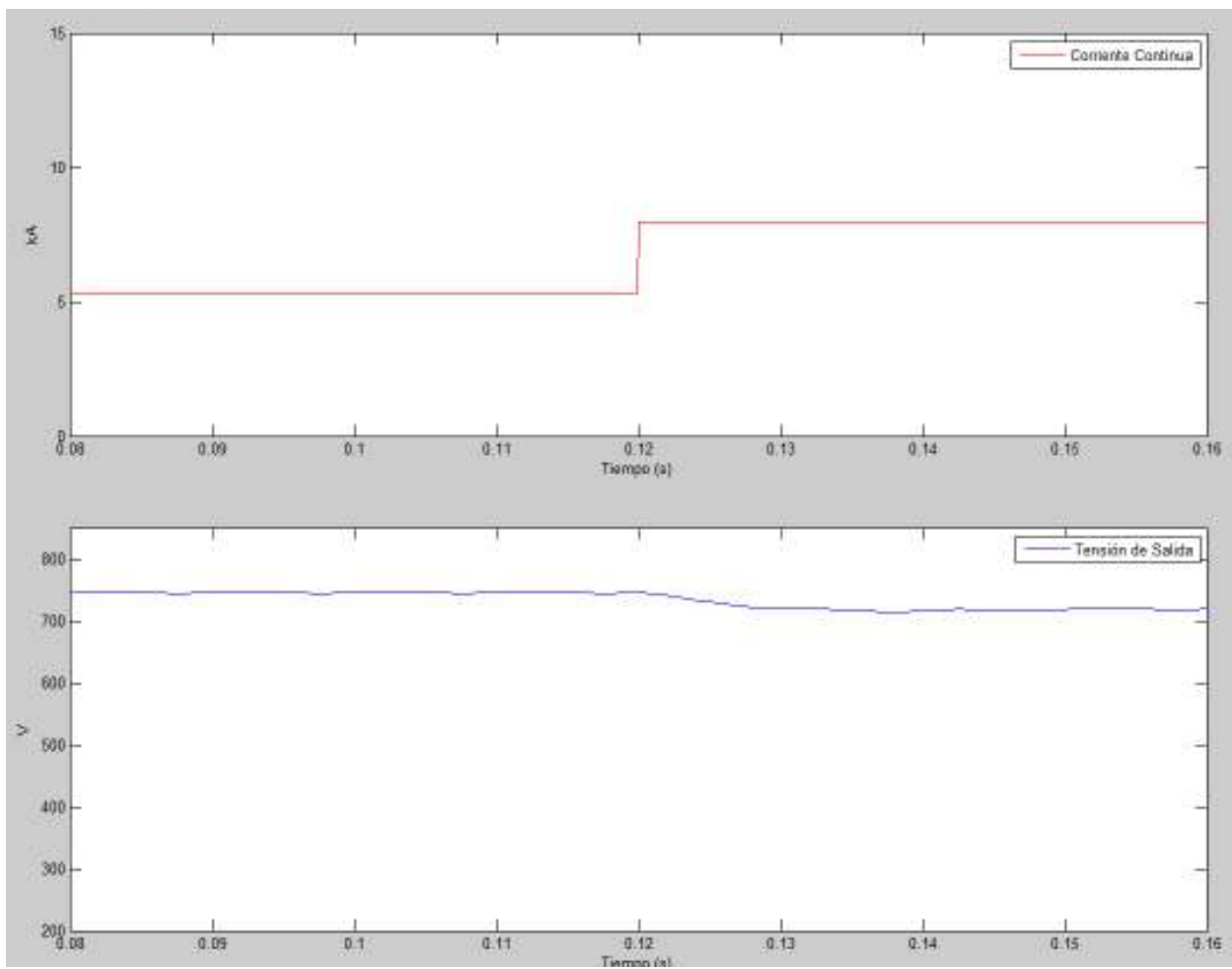


Figura 71 - Respuesta a escalón de corriente en carga

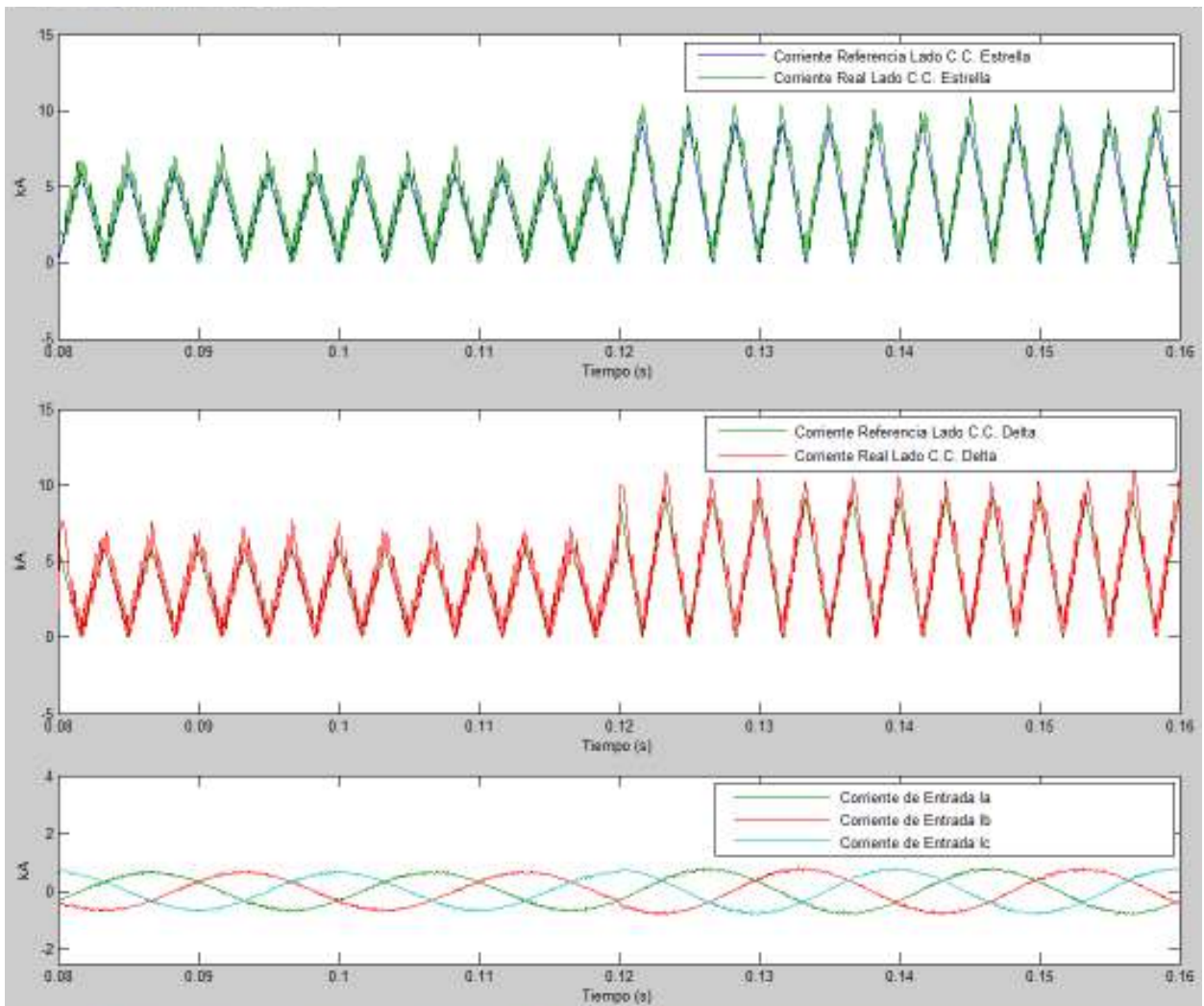


Figura 72 - Respuesta a escalón a corriente

En la Figura 73 y Figura 74 se aprecian distintas frecuencias de conmutación y las señales de control correspondientes que permiten la modulación de la corriente; en la Figura 73 se aprecia

una frecuencia máxima de conmutación de 5 kHz mientras que en la Figura 74 una frecuencia máxima de conmutación de 12 kHz

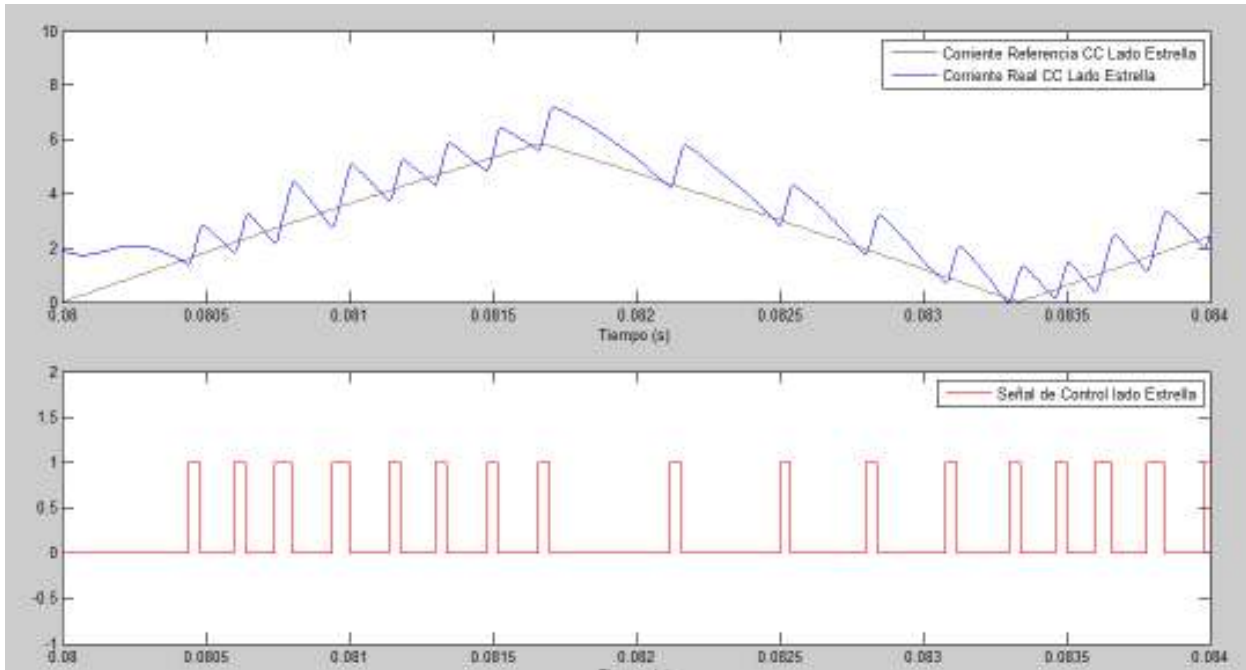


Figura 73 - Seguimiento de la referencia a 5 kHz

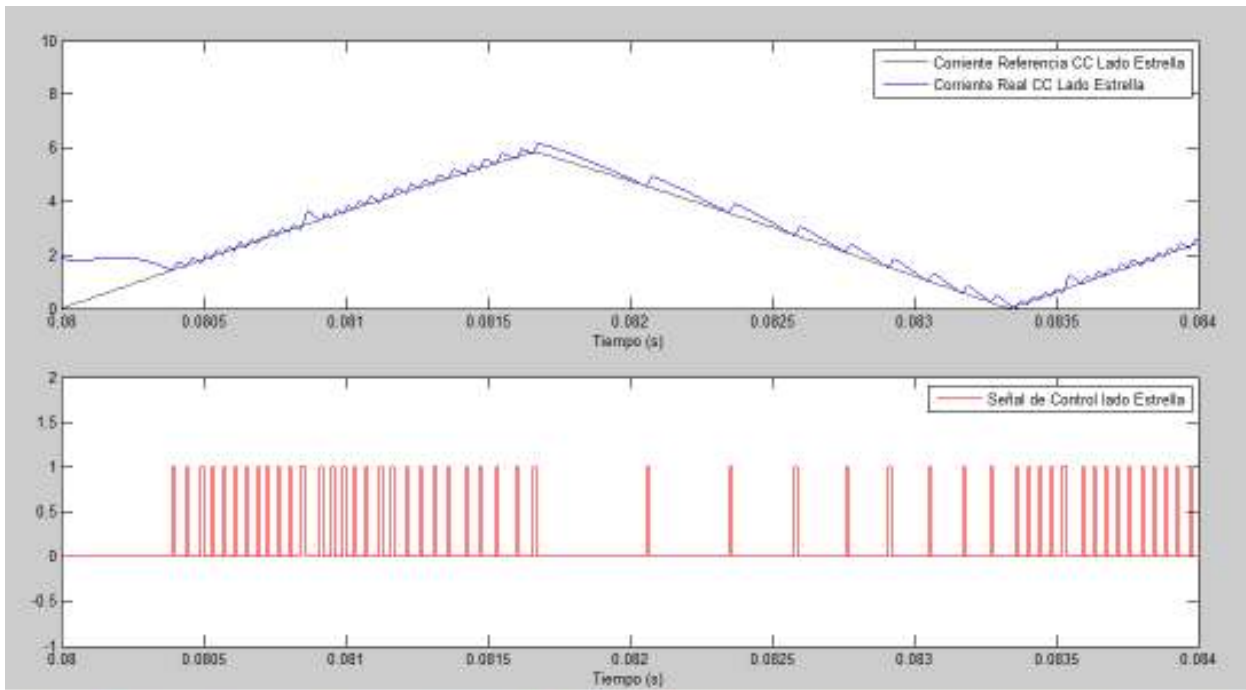


Figura 74 - Seguimiento de la referencia a 12 kHz

En la Figura 75 y Figura 76 se muestran las pérdidas y temperatura en cada IGBT que compone el interruptor, donde se aprecia que ante una corriente nominal la temperatura de estos bordean los 110 ° C, lejos del límite máximo de 125° C establecido por el fabricante.

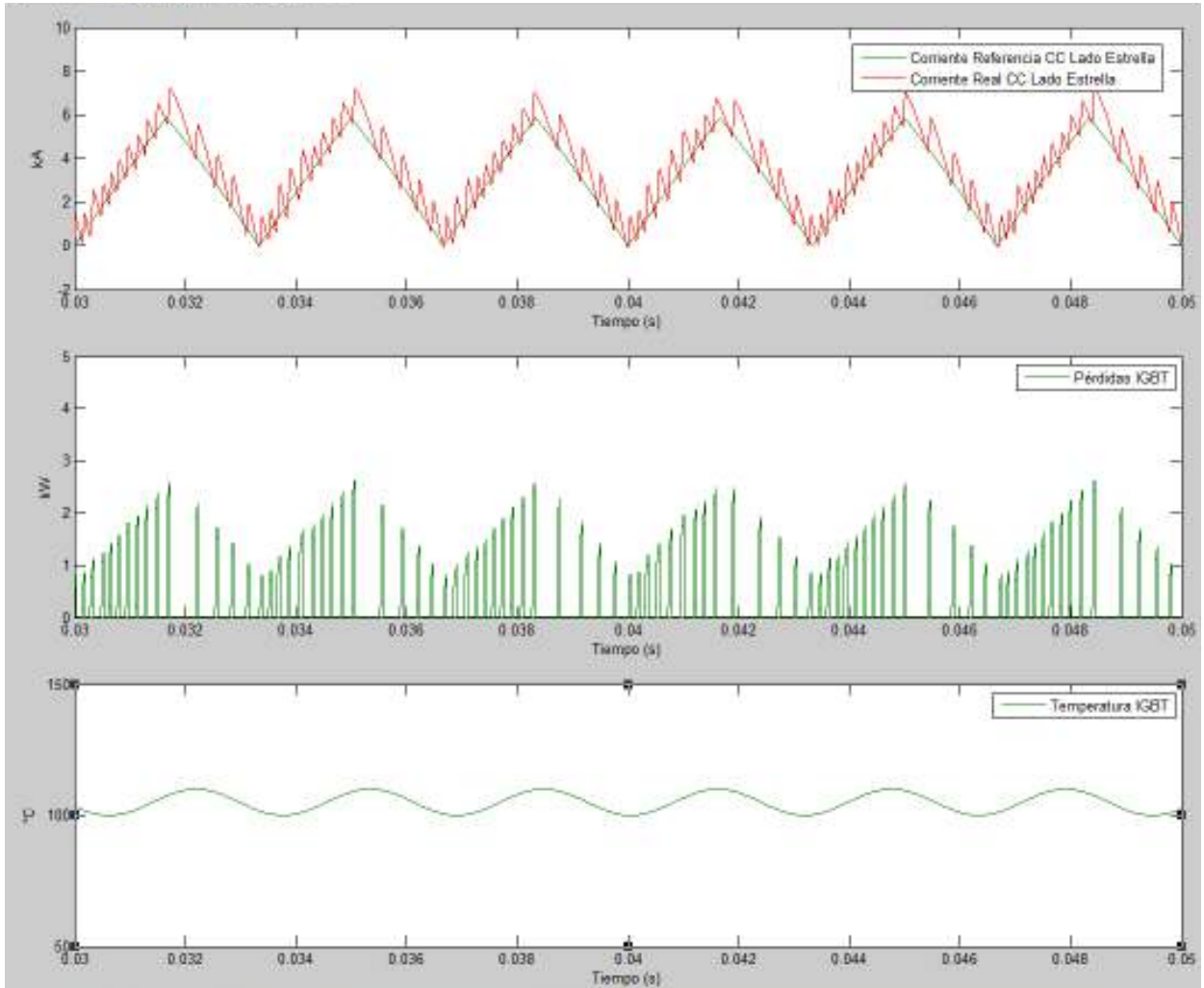


Figura 75 - Pérdidas y temperatura en IGBT lado estrella

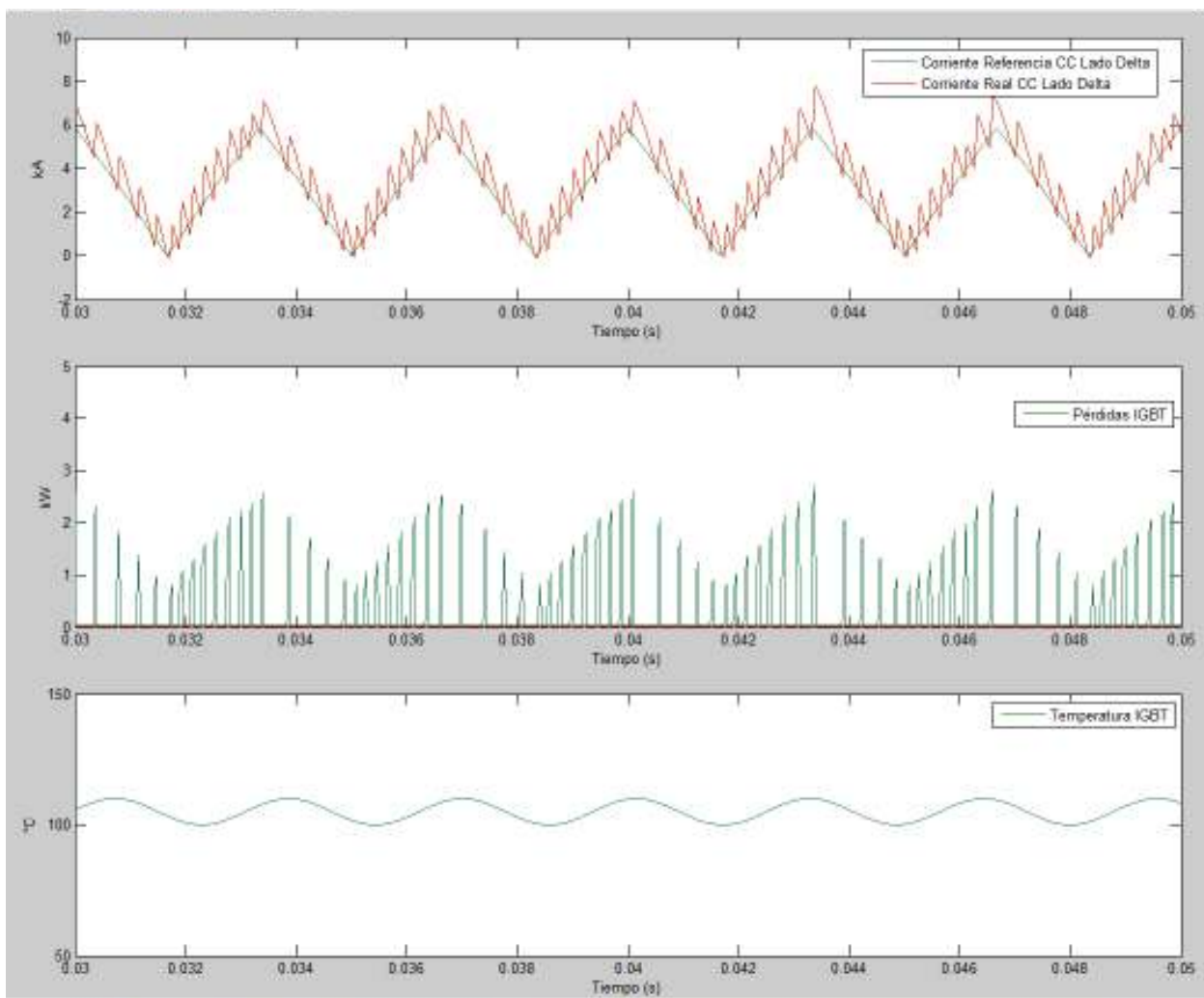


Figura 76 - Pérdidas y temperatura en IGBT lado delta

Finalmente, luego de simular el comportamiento del rectificador ante diferentes magnitudes corrientes, se obtiene la siguiente tabla resumen, en donde se aprecia el buen comportamiento en términos térmicos y de rendimiento a pesar de las fuertes exigencias realizadas.

Exigencias Corrientes SER		(A)	Máxima Temperatura (°C)	Rendimiento
I nominal		5330	110.3	94.6%
Durante 2 h	1.5 veces I nominal	7995	120.2	93.2%
Durante 1 m	3 veces I nominal	15990	121.1	91.4%
Durante 15 s	4.5 veces I nominal	23985	122.6	89.2%

Tabla 21 - Resumen máximas temperaturas y rendimientos

CAPITULO VII: “CONCLUSIONES”

El propósito del presente trabajo ha consistido en analizar el comportamiento del rectificador CA/CC propuesto para el funcionamiento de las subestaciones de rectificación de los sistemas ferroviarios subterráneos. Para ello se ha simulado su incorporación a la Línea 1 de Metro, con el objetivo de verificar su correcto comportamiento, principalmente en su función mitigadora de contenido armónico presente en todo sistema de rectificación y a su vez, dimensionar correctamente los dispositivos de electrónica de potencia necesarios para cumplir las exigencias propias de un sistema de gran rectificación clase F. Por esta razón, ha sido fundamental determinar el comportamiento de la temperatura de los dispositivos de electrónica de potencia, el rendimiento y la regulación de tensión del rectificador propuesto.

De las simulaciones realizadas es posible concluir que: el rectificador propuesto es capaz de aplicarse en la Línea 1 de Metro con positivos resultados en la mitigación de contenido armónico, pudiéndose obtener un THD de corriente menor al 5%, como lo exige la actual Norma Técnica de Seguridad y Calidad del Servicio. En particular, a corriente nominal y con una frecuencia de conmutación limitada a 5 kHz se obtuvo un THD de 4,3%. Si se deseará un THD aún mas bajo, es posible exigir los dispositivos semiconductores que conmuten a mayor frecuencia, con algunas consideraciones importantes, especialmente en aspectos relativos a la disipación de calor.

En relación a lo anterior, es posible concluir que ante una frecuencia de conmutación menor, al dispositivo se le hace difícil seguir la corriente de referencia. Dado que los arcos sinusoidales tienen una frecuencia de 300 Hz, con una frecuencia de conmutación de 5 kHz se realizan aproximadamente 17 eventos de encendido de apagado, número que en la

práctica se acomoda bastante bien a diversas magnitudes de corrientes. Si disminuimos demasiado la frecuencia de conmutación, y por lo tanto los eventos de encendido y apagado por arco sinusoidal, es posible encontrar corrientes que se adapten de buena forma a algunas magnitudes de corriente; sin embargo al variar dicha magnitud el rectificador es incapaz de seguir la corriente de referencia en forma correcta, ya que se producen elevaciones de corriente demasiado pronunciadas, conllevando a una importante distorsión de la corriente de entrada y por lo tanto a su THD, llegando a valores superiores al 5% esperado. Debido a esto, se recomienda trabajar en torno a este valor como piso de frecuencia de conmutación.

La configuración de la red de tracción de la Línea 1 es particularmente ventajosa para esta propuesta, ya que en primera instancia, el condensador a la salida del rectificador ya no es necesario para esta aplicación; esto debido a que la capacitancia natural que presentan las vías reemplazan en forma satisfactoria al condensador. En segundo lugar, la inductancia de los transformadores y cables de 20 kV ayudan en forma natural a filtrar la corriente, de esta forma se exige menos a los dispositivos semiconductores para lograr la mitigación de la contaminación armónica propia de la rectificación.

De la investigación del mercado de dispositivos de electrónica de potencia se concluye que con la tecnología actual en semiconductores, un solo IGBT por interruptor no es capaz de satisfacer las exigencias de este rectificador. Esto no es raro, dado que existen muy pocas aplicaciones que demanden la cantidad de corriente que exige una subestación pasando por solo un dispositivo a grandes frecuencias de conmutación. Pese a lo anterior existen experiencias en donde es posible formar arreglos de IGBTs³, dejando en serie - paralelo varios dispositivos de bajo voltaje controlados por un gate drive comun. Una

³ High Current and High Voltage IGBT Switching Arrays, Fink, D.A. Torti, R. Reinhardt, N. Gaudreau, M. Mansfield, F. Diversified Technol. Inc., Bedford, MA

experiencia exitosa es el prototipo desarrollado por DTI que está formado por 100 IGBTs logrando operar a 10 kV y 10 kA, siendo posible conectar cinco de estos dispositivos en paralelo, logrando una corriente total de operación de 50 kA. El tiempo de conmutación puede llegar a ser menos de un microsegundo, logrando una frecuencia de conmutación de hasta 50 kHz.

La simulación de un dispositivo interruptor compuesto por varios igbts en paralelo aplicada al rectificador propuesto en esta memoria arroja resultados positivos, pudiendo satisfacer las exigencias que debe tener un sistema de rectificación de gran tracción clase F, y a su vez logrando el objetivo final de reducir la distorsión armónica asociada a la etapa de rectificación. De los resultados obtenidos se concluye que con cuatro dispositivos IGBT 1MBI3600U4D-120 en paralelo por interruptor se cumplen las exigencias de manera segura, con un margen aceptable de seguridad siempre y cuando se opere a una frecuencia de conmutación menor a 5 kHz. Si se desea operar a mayores frecuencias de conmutación, para obtener mejores resultados de THD, son necesarios una mayor cantidad de IGBT por interruptor.

Debido a esto, con la formación de estos cuatro IGBT en paralelo por interruptor y con la disipación de calor mediante el disipador Alutronic 100K/kW por IGBT, se obtuvo una temperatura de operación de 110,3° C de los dispositivos semiconductores a corriente nominal. Como es la exigencia para sistemas de gran tracción clase F, ante un alza de corriente de 1.5 veces la nominal por 2 horas, la temperatura se eleva a 120,2° C. Ante un alza de corriente de 3 veces la nominal por 3 minutos la temperatura se eleva a 121,1° C y finalmente ante una exigencia de 4,5 veces la corriente nominal por 15 segundos, la temperatura se eleva a 122,6° C, manteniéndose la temperatura en todos los casos bajo los 125° C, temperatura límite que el fabricante recomienda para los dispositivos.

Con una frecuencia de conmutación de 5 kHz y circulando corriente nominal se obtuvo un rendimiento total del rectificador del 94,6%,. De la potencia perdida por los interruptores, un 32,3% corresponde a pérdidas por conducción de los dispositivos, mientras que el 67,7% corresponde a pérdidas por conmutación. Es claro que al aumentar la frecuencia de conmutación, aumentarán las pérdidas por conmutación y con esto la potencia perdida total. Este resultado es concordante con datos experimentales obtenidos del prototipo construido con anterioridad, en donde se vislumbraba un mejoramiento del rendimiento al utilizar el interruptor en paralelo en vez de su configuración serie, dado que de esta forma, al rectificador se le hace mas fácil modular la corriente. Esto último debido a que al trabajar en paralelo, el interruptor al cerrarse realiza un cortocircuito, de esta forma llega rápidamente a grandes magnitudes de corrientes, modulando en forma más rápida la corriente.

En lo que respecta a la regulación de tensión, se concluye que se obtuvieron niveles satisfactorios, obteniéndose un 9,75% de regulación para el rectificador. Esto dado que en vacío el rectificador entrega 820 V, y a plena carga el rectificador entrega 742 V, valor dentro de lo rangos aceptables por Metro. Al utilizar puentes de tiristores en vez de diodos, es posible controlar la tensión de salida, de forma de mejorar aún más la regulación de tensión si es que esto fuere necesario.

En síntesis y en función de las conclusiones expuestas, al advertir un adecuado funcionamiento en terminos de mitigación de contenido armónico, temperatura, rendimiento y regulación de tensión, es posible considerar de forma preliminar el rectificador propuesto como alternativa viable para las subestaciones de rectificación de sistemas ferroviarios subterráneos. Sin embargo cabe advertir que debido al escaso nivel de profundización e investigación del comportamiento de IGBT's en paralelo realizados a nivel mundial, resulta necesario continuar en el estudio y análisis de éste en profundidad para determinar su factibilidad técnica para su aplicación con grandes corrientes como lo es una subestación de rectificación de gran tracción clase F.

Finalmente, a la luz del trabajo y experiencia obtenida de las simulaciones, se propone ahondar en la lógica de control del rectificador propuesto; si bien la banda de histéresis presenta un buen avance y una aceptable estrategia de control, si se mide la temperatura del dispositivo y el THD de la corriente de entrada, se podría controlar, además de la magnitud de la corriente de salida, la frecuencia de conmutación y el ancho de la banda de histeresis, de forma de optimizar una función objetivo que contemple los valores de THD y pérdidas del rectificador, mejorando su desempeño y rendimiento dependiendo de las necesidades y objetivos trazados por dicha función objetivo.

REFERENCIAS

- [1] N. Mohan, M. Rastogi, R. Naik, “ Análisis of a New Power Electronics Interface with Approximately Sinusoidal 3-Phase Utility Currents And Regulated DC Output”, IEEE Transaction on Power Delivery, vol. 8, no. 2, pp.540-546, April 1993.
- [2] R. Naik, M. Rastogi and, N. Mohan, “Third-harmonic Modulated Power Electronics Interface with Three-Phase Utility to Provide a Regulated DC Output and to Minimize Line-Current Harmonics ”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31, no. 3, pp. 598-602, May/June 1995.
- [3] M. Rastogi, N. Mohan, C. Henze, “ Three-Phase Sinusoidal Current Rectifier with Zero-Current Switching”, IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 10, no. 6, pp. 753-759, November 1995.
- [4] J. Salmon, “ Reliable 3-Phase PWM Boost Rectifier Employing a Stacked Dual boost Converter Subtopology”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 32, no. 3, pp. 542-551, May/June 1996.
- [5] J. Salmon, “ Operating Three-Phase Diode Rectifier with a Low-Input Current Distortion Using a Series-Connected Dual Boost Converter “, IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 11, no.4, July 1996.

[6] P. Pejovic, Z. Janda, "Optimal Current Programming in Three-Phase High-Power-Factor Rectifier Based on Two Boost Converter", IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 13, no.6, November 1998.

[7] S. Choi et al., "A New Three-Phase Harmonic-Free Rectification Echeme Based on Zero-Sequence Current Injection", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, no.2, pp. 627-633, March/April 2005.

[8] E. Mhel, I Barbi, "An Improved High-Power Factor and Low-Cost Three-Phase Rectifier", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, no.2, pp. 485-492, March/April 1997.

[9] F. Daniel et al., "A New Modulation Technique for Reducing the Input Current Harmonics of a Three-Phase Diode Rectifier whit Capacitive Load", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, no.5, pp. 1185 - 1193, September/October 1997.

[10] J. Kolar, F. Zach , "A Novel Three-Phase Utility Interface Minimizing Line Current Harmonics of High-Power Telecommunications Rectifier Modules", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 44, no. 4, pp. 456-467, August 1997.

[11] J. Kolar, U. Drogenik and F. Zach "VIENNA Rectifier II – A Novel Single-Stage High-Frequency Isolated Three-Phase PWM Rectifier System", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 46, no. 4, pp. 674-691, August 1999.

[12] J. Minibock, J. Kolar “ Novel Concept for Mains Voltage Proportional Input Current Shaping of a VIENNA Rectifier Eliminating Controller Multipliers ”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 52, no. 1, pp. 162-170, February 2005.

[13] J Nadal, “Desarrollo de un rectificador de bajo contenido armónico”, Universidad de Santiago de Chile, 2004.

[14] M. Villablanca et al, “An Efficient Current Distortion Suppression Method for Six-Pulse Bridge Rectifiers”, 2006. Enviada Transactions on Industrial Electronics.

[15] M. Villablanca et al, “Current Distortion Reduction in 6-Pulse Parallel-Connected AC/DC Rectifier”, 2006. Enviada a IEEE Transactions on Power Delivery.

[16] M. Villablanca et al, “Harmonics-Free AC/DC Converters for HV dc Transmission Systems” ,2006. Enviada a IEEE Transactions on Power Delivery.

[17] M. Villablanca et al, “An AC/CD Rectifier with High-Quality Input/Output Waveforms”, 2006. Enviada a IEEE Transactions on Power Electronics.

[18] S. Kim et al, “A New Approach to Improve Power Factor and Reduce Harmonics in a Three-Phase Diode Rectifier Type Utility Interface”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, no.6, pp. 1557-1564, Nov/Dec 1994.

[19] S. Hansen et al., "An Integrated Single-Switch Approach to Improve Harmonic Performance of Standard PWM Adjustable-Speed Drive", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 36, no.4, pp. 1189-1196, July/August 2004.

[20] Rashid, M.: "Power electronics", tercera edición, Pearson Prentice Hall Inc., Nueva York, 2004

[21] Rashid, M.: "Power Electronics Handbook", primera edición, Academic Press., California, 2001.

[22] M. Bravo, "Diseño e implementación de un nuevo sistema de control para el convertidor "Active Front-End Rectifier", Universidad de Santiago de Chile, 2004.

[23] E. Diaz, M. Sanchez, "Proyectos de Tracción y Alimentación Eléctrica Tercera Fase Línea 2 de Metro de Santiago", Universidad de Chile, 1985.

[24] "Estudio Sistema Alimentación Línea 1 de Metro de Santiago", Poch S.A & PSI Consultores, 2010.

[25] R. Fuentes, "Análisis de la Eficiencia del Frenado Regenerativo del Metro de Santiago", Universidad Técnica Federico Santa María. 2004

[26] P. Martin, "Train Performance and Simulation", Comreco Rail Ltda., York, U.K, 2002

[27] X. Kang, A. Caiafa, E. Santi, J. L. Hudgins, P. R. Palmer, "Parameter Extraction for a Power Diode Circuit Simulator Model Including Temperature Dependent Effects", Proc. of

the 17th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Dallas (Texas), USA, March 10 - 14, 2002

[28] O. Al-Naseem, R. W. Erickson, P. Carlin, "Prediction of Switching Loss Variations by Averaged Switch Modeling", Proc. of the 15th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, New Orleans (Louisiana), USA, Feb. 6 - 10, 2000.

[29] J. W. Kolar, H. Ertl, F. C. Zach, "Design and Experimental Investigation of a Three-Phase High Power Density High Efficiency Unity Power Factor PWM (Vienna) Rectifier Employing a Novel Integrated Power Semiconductor Module", Proc. of the 11th IEEE Applied Power Electronics Conference, San Jose (CA), USA, March 3 - 7, 1998.

[30] R. Krümmer, T. Reinmann, G. Berger, "On-Line Calculation of the Chip Temperature of Power Modules in Voltage Source Converters Using the Microcontroller", Proc. of the 8th European Conference on Power Electronics and Applications, Lausanne, Switzerland, 1999.

[31] S. Munk-Nielsen, L. N. Tutelea, U. Jaeger, "Simulation with Ideal Switch Models Combined with Measured Loss Data Provides a Good Estimate of Power Loss", Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference (IAS), Roma, Italy, Oct. 8 - 12, Vol. 5, pp.

2915 - 2927, 2000.

[32] U. Drofenik and J. W. Kolar, "Thermal Analysis of a Multi-Chip Si/SiC-Power Module for Realization of a Bridge Leg of a 10kW Vienna Rectifier", Proc. of the 25th IEEE International

Telecommunications Energy Conference (INTELEC), Yokohama, Japan, Oct. 19 - 23, pp. 826 - 833, 2003.

[33] J. Chen and S. Downer, "MOSFET Loss and Junction Temperature Calculation Model in MATLAB", Proc. of the 10th European Power Quality Conference (PCIM), Nuremberg, Germany, May 23 - 27, 2004.

[34] U. Drofenik, "Embedding Thermal Modeling in Power Electronic Circuit Simulation," ECPE Power Electronics Packaging Seminar (PEPS), Baden-Dättwil, Switzerland, June 7 - 8, 2004.

[35] U. Drofenik and J. W. Kolar, "A Thermal Model of a Forced-Cooled Heat Sink for Transient Temperature Calculations Employing a Circuit Simulator", Proc. of the 5th International Power Electronics Conference (IPEC), Niigata, Japan, April 4 - 8, 2005.