

Instituto Tecnológico de Costa Rica

Escuela de Ingeniería en Electrónica



Diseño de un sistema para un convertidor de CD-CD como Regulador Reductor

Informe de Proyecto de Graduación para optar por el título de Ingeniero en Electrónica con el grado académico de Licenciatura

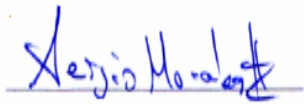
Luis Felipe Blanco Catalán

Cartago, Junio de 2007

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE COSTA RICA
ESCUELA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA
PROYECTO DE GRADUACIÓN
TRIBUNAL EVALUADOR

Proyecto de Graduación defendido ante el presente Tribunal Evaluador como requisito para optar por el título de Ingeniero en Electrónica con el grado académico de Licenciatura, del Instituto Tecnológico de Costa Rica.

Miembros del Tribunal



Ing. Sergio Morales Hernández
Profesor lector



Ing. Julio Stradi Granados
Profesor lector



Ing. Juan Carlos Jiménez Robles
Profesor asesor

Los miembros de este Tribunal dan fe de que el presente trabajo de graduación ha sido aprobado y cumple con las normas establecidas por la Escuela de Ingeniería Electrónica

ITCR Miércoles 26 de Junio de 2007

DECLARACION DE AUTENTICIDAD

Declaro que el presente proyecto ha sido realizado por mi persona, utilizando y aplicando literatura referente al tema, así como la información que haya suministrado a Holcim (Costa Rica) S.A para la que se realizará el proyecto, y aplicando e introduciendo conocimientos propios.

En los casos en que he utilizado bibliografía, he procedido a indicar las fuentes mediante las respectivas citas bibliográficas.

En consecuencia, asumo la responsabilidad por el contenido de este proyecto.



Cartago, junio de 2007

Firma del autor

Luis Felipe Blanco catalán

Cédula: 1-0946-0985

Resumen

En el sector industrial, se requiere convertir de un voltaje fijo de una fuente de cd en un voltaje variable de cd, por lo que se puede considerar un convertidor de cd, como el equivalente de un transformador en ca, con una relación de vueltas que varía en forma continua. Los convertidores de CD-CD o llamados también Choppers [Dewan, 1975], se utilizan mucho en los motores de tracción de automóviles, tranvías, grúas marinas, molinos de cemento y de crudo, así como montacargas y elevadores de mina. Los convertidores de cd, o también denominados como reguladores de modo de conmutación, por la presencia del interruptor periódico, hacen que conviertan un voltaje de cd no regulado, en uno regulado, por medio de una regulación por PWM (modulación de ancho de pulso) a determinada frecuencia, y el dispositivo de conmutación, para este caso es un MOSFET de potencia y de un IGBT de potencia, ya que los mismos se utilizan en aplicaciones con choppers.

El problema existente es la alta demanda de cemento actualmente, lo que implica necesariamente, aumentar la capacidad de molienda de cemento, para el cual se utiliza el molino 03 y el Horomil, pero se le quiere dar respaldo al molino 03, por medio de una excitación estática (es decir sin partes móviles) pues actualmente la planta no cuenta con un sistema de respaldo para el molino 03. Entonces la problemática consiste en que el molino 03 actualmente no cuenta con un sistema de respaldo en caso de que la excitadora actual falle. Actualmente el molino 03 está encargado de la molienda de cementos especiales, es decir, de un tipo de cemento con ciertas características especiales para diferentes tipos de empresas que lo requieren.

Es importante darle solución a éste problema, pues por medio del sistema de respaldo que se pretende diseñar por medio de planos eléctricos y electrónicos al molino 03, implicaría obtener entonces un sistema de alimentación que daría soporte a la molienda de cementos especiales, pues al existir este recurso, la producción de cemento no se vería amenazada y el proceso productivo seguiría normalmente. El sistema propuesto está conformado por una serie de módulos (circuitos) que cumplen una serie de funciones específicas en el tratamiento o acondicionamiento de la señal proveniente de la alta corriente de rectificación consumida por la carga (molino), por lo que pone en evidencia una serie de problemas adicionales aparte del control de la corriente, que evidencian la presencia de armónicas y de corrección del factor de potencia. Entonces esta solución propuesta se basa en una técnica robusta de inyección de armónicas introducidas desde el punto de vista de simulaciones, de modo que la señal de voltaje sea proporcional al componente invertido de ca de los voltajes trifásicos, línea a línea y rectificadas, de modo que se inyecte por el lazo de retroalimentación al voltaje de salida. Por lo que, la señal inyectada hace variar el ciclo de trabajo del rectificador, dentro de un ciclo de línea, para reducir las armónicas, especialmente la de quinto orden, y mejorar así la distorsión armónica total de las corrientes de entrada del rectificador.

SUMMARY

In the industrial sector, it is needed to convert of a fixed voltage of a source of cd in a changeable voltage of cd, for what it is possible to consider to be a convertor of cd, as the equivalent one of a transformer in ca, with a relation of returns that changes in continuous form. CD-CD's converters or called also Choppers [Dewan, 1975], is in use very much in the motors of traction of cars, streetcars, marine derricks, mills of cement and of crude oil, as well as hoist and elevators of mine. The converters of cd, or also named as regulators of way of commutation, for the presence of the periodic switch, they do that they convert a voltage of cd not regulated, in the regulated one, by means of a regulation for PWM (modulation of width of pulse) to certain frequency, and the device of commutation, for this case it is a MOSFET of power and of an IGBT of power, since the same ones are in use in applications with choppers.

The existing problem is the high demand of cement nowadays, which it implies necessarily, to increase the capacity of cement grinding, for which is in use the mill 03 and the Horomil, but support wants to give him to the mill 03, by means of a static excitation, it is to say without mobile parts, since nowadays the plant does not possess (does not rely on) a system of support for the mill 03.

Then the problematics consists of the fact that the mill 3 nowadays does not possess a system of support in case the current excitementer should fail. Nowadays the mill 3 is in charge of the grinding of special cements, that is to say, of a type of cement with certain special characteristics for different types of companies that need it.

It is important to give solution to this one problem, so, by means of the system of support that one tries to design by means of electrical and electronic planes to the mill 3, it would imply obtaining then a system of energy supply that would give support to the grinding of special cements, since when this resource exists, the cement production would not meet threatened and the productive process would continue normally.

The proposed system is shaped by a series of modules (circuits) that fulfill a series of specific functions in the treatment or conditioning of the sign proveniente of the current discharge of rectification consumed by the load (mill), for what it, puts in evidence a series of additional problems apart from the control of the current, which they demonstrate the presence of harmonicas and of alteration of the factor of power. At the time this proposed solution is based on a robust technology of injection of introduced harmonics, so that the sign of voltage is proportional to the reversed component of ca of the voltages three-phases, line to line and rectified, so that it is injected by the bow of feedback to the voltage of exit. For what, the injected sign makes change the cycle of work of the rectifier, inside a cycle of line, to reduce the harmonicas, specially that of fifth order, and to improve this way the harmonic total distortion of the currents of entry of the rectifiers.

DEDICATORIA

Este proyecto lo dedico muy especialmente a mis padres

† Luis Felipe Blanco Castillo y

† Rita Isabel Catalán Mena

Ya que con la ayuda incondicional de ellos
no hubiera hecho posible mi sueño de llegar a ser ingeniero electrónico.

Le doy gracias Dios por la oportunidad de ser un profesional
y de haber tenido los padres que me dió.

También dedico esta obra a mis hermanos

Adriana Josefa Blanco Catalán y

Andrés Esteban Blanco Catalán

por todo el apoyo brindado y consejos durante
toda mi carrera académica

A mí Dios, a mis padres en el cielo y a mis hermanos

¡Gracias por TODO!

Que Dios los bendiga y los ayude siempre.

AGRADECIMIENTOS

Un sincero agradecimiento a todas aquellas personas que siempre confiaron en mí y que siempre demostraron su apoyo y preocupación a mis labores académicas y recreativas. A todos ellos muchas gracias!

También debo de agradecer a varios departamentos del ITCR por toda la ayuda prestada durante mi labor académica como lo son:

Departamento de Admisión y Registro

Escuela de Física

Escuela de Ingeniería Electrónica

Biblioteca José Figueres Ferrer

Así como también a la empresa Holcim de Costa Rica S.A. por la oportunidad de la realización de mi proyecto de graduación, también a ellos muchas gracias!

INDICE GENERAL

Capítulo 1: Introducción	17
1.1 Problema existente e importancia de su solución	17
1.2 Solución seleccionada	22
Capítulo 3: Meta y objetivos	24
3.1 Meta.....	24
3.2 Objetivo general.....	24
3.3 Objetivos específicos	24
3.3.1 Objetivos de hardware	24
3.3.2 Objetivos de software.....	25
3.3.3 Objetivos de documentación	25
3.3.4 Objetivos de simulación	26
Capítulo 4: Marco teórico	27
4.1 Descripción del sistema	27
4.2 Antecedentes bibliográficos	30
4.2 Descripción de los principales principios físicos, de software y electrónicos relacionados con la solución del problema.	30
Capítulo 5: Descripción detallada de la solución (Explicación del diseño)	35
5.1 Análisis de soluciones y selección final	35
5.2 Descripción del hardware	38
5.2.1 MODULO 01 : Transformador trifásico	39
5.2.2 MODULO 02 : Filtro de Interferencias Electromagnéticas (EMI)	42
5.2.1.1 Consideraciones de estabilidad	44
5.2.1.2 Respuesta de frecuencia de filtros EMI	47
5.2.3 MODULO 03 : Rectificador Trifásico No Controlado.....	55
5.2.3.1 Simulación en PSpice de la carga del motor síncrono	62
5.2.4 MODULO 04 : Convertidor de CD-CD (Copper)	64
5.2.5 MODULO 05 : Motor Síncrono (Carga).....	87
5.2.6 MODULO 06 : Etapas de acondicionamiento de señales de control por medio de amplificadores operacionales en lazo cerrado.	88
5.2.7 MODULO 07 : Etapas de acondicionamiento de señales de control por medio de un controlador PWM, así como el filtro pasa altas y el de sensado y escalado	99
5.2.8 MODULO 08 : Circuito de control de disparo por medio de un PIC16F84A para control de monitoreo en el protocolo de comunicación FOXBORO	105
5.2.8.1 Puertos de entrada y salida.....	108
5.2.8.2 Oscilador	109
5.2.8.3 Reset.....	110
5.2.8.3 Grabación de un PIC.....	110
5.2.8.4 Software de grabación IC-PROG	111
5.2.8.2.1 Utilización en PSpice en el análisis de sistemas lineales de control	120
5.2.8.3 Hallando la Respuesta al Escalón de un Sistema de Control Realimentado.....	125

5.2.8.4 Control de Corriente a Lazo Cerrado	129
5.2 Descripción del software.....	138
Capítulo 6: Resultados y análisis	142
La salida correspondiente al bobinado secundario del módulo de transformador trifásico, se aprecia en la figura 6.2.	144
Capítulo 7: Conclusiones	188
Capítulo 8: Recomendaciones	190
Bibliografía	191
Apéndices y Anexos	194
A.1 Glosario y Abreviaturas	194
A.2 Manuales de usuario	196
A.2.1 Programación del PIC16F84A	196
A.2.2 Análisis del transitorio en PSpice.....	202
A.2.3 Modelado de una fuente pulso en PSpice	208
A.2.4 Conceptos previos para la simulación con OrCAD PSpice	210
A.2.5 Representación de potencia	212
A.2.6 Circuitos RLC en corriente alterna para PSpice	215
A.2.7 Impedancia y admitancia compleja	216
A.2.8 Protocolos de medición.....	217
A.3 Información de la Empresa.....	219
A.3.1 Descripción de la empresa	219
A.3.2 Descripción del departamento o sección en la que se realizó el proyecto	221
A.4 Artículo traducido sobre “ la técnica de inyección de armónicos convertidores CD-CD elevadores y reductores en modo de conducción discontinua DCM”	222
Anexos	246
B.1 Fórmulas	246
B.2 Hojas de información técnica de fabricantes	254
B.2.1 Para el IGBT MBN1200E17E	254
B.2.2 Para el MOSFET SK 260MB10	259
B.2.3 Para el Diodo de potencia SKN 4000	261
B.2.4 Para el Diodo de potencia SKN 6000	263
B.2.5 Para el BJT SKT 240	265
B.2.6 Para el PIC16F84A.....	267
B.3 Tabla de Tranformada de Laplace	270
B.4 Artículo de la IEEE sobre la técnica de inyección de armónicos convertidores CD-CD elevadores y reductores en modo de conducción discontinua DCM versión en inglés.	271
B.5 Datos de potencia del molino 03	280

INDICE DE FIGURAS

Figura 1.1	Diagrama ejemplar del proceso productivo en Holcim	17
Figura 1.2	Diagrama ejemplar del proceso productivo continuación	19
Figura 1.3	Diagrama ejemplar del molino de bolas o molino 3.	20
Figura 4.1.1	Diagrama de bloques de la solución propuesta para un sistema del diseño de un convertidor de cd-cd por medio de un regulador en conmutación DCM	27
Figura 4.2.1	Circuito convertidor de CD-CD con carga (Molino 3).....	31
Figura 4.2.2	Elementos reguladores de modo de conmutación.....	32
Figura 5.2.1.1	Módulo correspondiente al transformador trifásico personalizado	39
Figura 5.2.1.2	Módulo correspondiente al transformador trifásico personalizado en PSpice	42
Figura 5.2.2.1	Módulo correspondiente al filtro de interferencias electromagnéticas EMI.	42
Figura 5.2.1.1.1	Modelo de un circuito convertidor reductor con filtro de entrada EMI.	44
Figura 5.2.1.1.2	Modelo de un circuito linealizado con transformador en la entrada para un convertidor reductor ideal	44
Figura 5.2.3.1	Módulo correspondiente al rectificador trifásico no controlado.....	55
Figura 5.2.3.2	Diagrama básico de una máquina síncrona para el estator	58
Figura 5.2.3.3	Diagrama básico de una máquina síncrona para el rotor .	58
Figura 5.2.3.4	Diagrama básico de una máquina síncrona para el rotor de polos salientes.....	59
Figura 5.2.3.5	Diagrama básico de un motor síncrono mostrando sus diferentes partes como motor.....	60
Figura 5.2.3.6	Alimentación en CD al rotor del motor	61
Figura 5.2.3.1.1	Circuito equivalente del motor síncrono.....	62
Figura 5.2.3.1.2	Diagrama en bloque del circuito equivalente de un motor síncrono mostrando una fase	63
Figura 5.2.3.1.3	Circuito rectificador trifásico no controlado en puente con carga RL (Motor síncrono).....	64
Figura 5.2.4.1	Módulo correspondiente al convertidor de CD-CD	64
Figura 5.2.4.1.1	: Construcción simple de un convertidor de cd-cd de 500W	65
Figura 5.2.4.1.2	: Cambio del voltaje de cd por medio de un divisor de voltaje	66
Figura 5.2.4.1.3	: Cambio del voltaje de cd por medio de un regulador lineal de paso serial.	66
Figura 5.2.4.1.4	: Inserción de un interruptor SPDT el cual cambia la componente de dc del voltaje	67
Figura 5.2.4.1.5	: Forma de onda de salida del interruptor	68
Figura 5.2.4.1.6	: Adición de un filtro LC para remover las armónicas de la frecuencia del interruptor.....	69

Figura 5.2.4.1.7: Adición de un sistema de control para regular el voltaje de salida	70
Figura 5.2.4.1.8: Convertidor elevador ideal y voltaje de salida V vs D	70
Figura 5.2.4.1.9 : Inversor tipo puente $dc - 1\phi ac$, circuito ideal.....	71
Figura 5.2.4.1.10 : Interrupción modulador típico de ancho de pulso y forma de onda y su componente de baja frecuencia	71
Figura 5.2.4.1.11 : Circuito interruptor chopper con Livewire	72
Figura 5.2.4.1.12 : Forma de onda del voltaje y corriente de salida	73
Figura 13 : Circuito de simulación con PSpice para un Chopper DC	74
Figura 5.2.4.1.14 : Forma de onda en la compuerta de control (gate control)	74
Figura 5.2.4.1.15 : Esquemático en PSpice para un chopper DC genérico	75
Figura 5.2.4.1.16 : Comparador de jerarquía descendiente	76
Figura 5.2.4.1.17 : Esquemático en PSpice para un chopper DC con IGBT	76
Figura 5.2.4.1.18 : Esquemático en PSpice para un chopper DC con MOSFET.....	77
Figura 5.2.4.1.19 : Modelo en PSpice de un MOSFET de potencia	77
Figura 5.2.4.1.20 : Modelo DC del MOSFET	78
Figura 5.2.4.1.21 : Modelo de circuitos equivalentes en PSpice del IGBT a) IGBT tipo-n, b) modelo compuesto y c) modelo PSpice de Sheng.....	85
Figura 5.2.4.1.22 : Circuito esquemático en PSpice para observar la curva característica	86
Figura 5.2.4.1.23 : Curva característica (familia) de este IGBT, para diferentes valores de VG.	87
Figura 5.2.5.1 Módulo correspondiente a la carga o motor síncrono.....	87
Figura 5.2.6.1 Módulo correspondiente al divisor de tensión y op-amp de error.....	88
Figura 5.2.6.2 Módulo correspondiente al divisor de tensión.....	89
Figura 5.2.6.3 Módulo correspondiente al divisor de tensión con datos calculados.....	89
Figura 5.2.6.4 : modelo en DC del amplificador operacional de error.....	91
Figura 5.2.6.5 : Respuesta de frecuencia de un op-amp	91
Figura 5.2.6.6 : Amplificador inversor esquemático	93
Figura 5.2.6.7 : Esquemático en PSpice para el amplificador inversor.....	94
Figura 5.2.6.8 : Esquemático en PSpice del modelo lineal en AC.....	94
Figura 5.2.6.9 : Esquemático en PSpice del modelo lineal en DC.....	94
Figura 5.2.6.10 : Modelo AC del amplificador operacional	95
Figura 5.2.6.11 : Diagrama circuital del macromodelo del op-amp.....	97
Figura 5.2.6.12 : Diagrama circuital del macromodelo del op-amp DC	98
Figura 5.2.6.13 : Modelo del Op-amp en DC (sub-circuito)	98
Figura 5.2.6.14 : Circuito esquemático en PSpice para el OPAMP-AC	98
Figura 5.2.6.15 : Circuito esquemático en PSpice para el OPAMP-AC	99
Figura 5.2.6.16 : Circuito esquemático en PSpice para el macromodelo ...	99
Figura 5.2.7.1 : Módulo correspondiente al número 07, a las etapas de PWM, filtro pasa altas y de sensado y escalado.	100

Figura 5.2.7.4 : Filtro pasa altas, con elementos RLC.....	101
Figura 5.2.7.3 : Circuito para el sensado y escalo de la red trifásica.....	103
Figura 5.2.7.4 : Circuito de ganancia variable	104
Figura 5.2.7.5 : Circuito de ganancia variable	104
Figura 5.2.8.1 : Circuito de control de disparo a un sistema de comunicación FOXBORO.....	105
Figura 5.2.8.2 : Circuito de control.....	105
Figura 5.2.8.3 : Circuito de interface de control periférico PIC16F84A en Proteus	106
Figura 5.2.8.4 : Circuito de aplicación de un PIC16F84A para el control de disparo al protocolo de comunicación en FOXBORO.....	107
Figura 5.2.8.1.2 : Puertos tipo A y tipo B del PIC16F84A.....	108
Figura 5.2.8.3.1 : Programador PICSTART PLUS de Microchip Technology	111
5.2.8.4.1 Proceso de grabación.....	112
Figura 5.2.8.4.1.1 : Pantalla típica del IC-Prog.....	112
Figura 5.2.8.4.1.1 : Selección del tipo de hardware del programador JDM	113
Figura 5.2.8.4.1.2: Selección del microcontrolador.....	113
Figura 5.2.8.4.1.3: Selección del tipo de oscilador XT.....	114
Figura 5.2.8.4.1.4 : Datos a grabar en el microcontrolador.....	114
Figura 5.2.8.4.1.5 : Comienzo de programación del PIC16F84A	115
Figura 5.2.8.4.1.6 : Proceso de grabación y verificación	115
5.2.8.2 Análisis de sistemas lineales de control	116
Figura 5.2.8.2.1 : Proceso a controlar.....	116
Figura 5.2.8.2.2 : Sistema de control de lazo abierto	116
Figura 5.2.8.2.3: Sistema de control de lazo cerrado	117
Figura 5.2.8.2.4: Sistema de control de lazo cerrado con diferencia.	117
Figura 5.2.8.2.5: Sistema con realimentación negativa en lazo cerrado con dispositivo de control o controlador.	118
Figura 5.2.8.2.1.1: Sistema de control de regulación de voltaje esquemático.	121
Figura 5.2.8.2.1.2: Diagrama de bloques del sistema de control.....	122
Figura 5.2.8.2.1.3: Diagrama de bloque correspondiente a las ecuaciones 67,68 y 69.....	122
Figura 5.2.8.2.1.5: Diagrama de bloque correspondiente a la ecuación 67.	123
Figura 5.2.8.3.1 : Unidad de control de lazo cerrado de segundo orden ..	125
Figura 5.2.8.3.2 : Unidad de control de lazo cerrado de segundo orden con realimentación.	126
Figura 5.2.8.3.3 : Respuesta de escalón de un sistema de control de segundo orden.....	126
Figura 5.2.8.3.4 : Sistema de control a lazo cerrado	127
Figura 8.2.8.3.5 : Representación esquemática del sistema de control a lazo cerrado	128
Figura 8.2.8.3.6 : Respuesta del transitorio o al escalón	129

Figura 5.2.8.4.1 : Diagrama de bloques para el sistema de control a alzo cerrado	132
Figura 5.2.8.4.2 : Circuito para simular en PSpice	132
Figura 5.2.8.4.3: Diagrama completo del controlador de corriente para el convertidor CD-CD reductor	137
Figura 5.2.1 : Diagrama de flujo para el PIC16F84A	138
Figura 5.2.2 : Diagrama de flujo para el PIC16F84A para sub-rutina de corriente en V_g	139
Figura 5.2.3 : Diagrama de flujo para el PIC16F84A para sub-rutina de voltaje en V_g	140
Figura 5.2.4 : Diagrama de flujo para el PIC16F84A para sub-rutina principal	141
Figura 6.1 : Voltajes trifásicos en el bobinado del primario.....	143
Figura 6.2 : Voltajes trifásicos en el bobinado del secundario	144
Figura 6.3 : Presencia de corriente distorsinada en motores síncronos. ..	146
Figura 6.4 : Señal fundamental y su armónico 2 a una frecuencia de $60\text{Hz} \times 2 = 120\text{ Hz}$	147
Figura 6.5 : Señal fundamental y su armónico 3 a una frecuencia de $60\text{Hz} \times 3 = 180\text{ Hz}$	147
Figura 6.5 : Circuito paso bajos en PSpice a una frecuencia de 377rad/s	148
Figura 6.6 : Respuesta en frecuencia del filtro pasa-bajo a 377rad/s	148
Figura 6.7 : Circuito pasa altas en PSpice a una frecuencia de 377rad/s .	149
Figura 6.8 : Respuesta en frecuencia del filtro paso-alto a 377rad/s	149
Figura 6.9 : Circuito puente rectificador trifásico con carga RL	150
Figura 6.10 : Simulación en PSpice del rectificador trifásico	150
Figura 6.11 : Simulación en PSpice del rectificador trifásico para su corriente de entrada.....	152
Figura 6.12 : Simulación en PSpice del rectificador trifásico para la potencia media en la carga.	152
Figura 6.13 : Circuito puente rectificador trifásico con carga RL y bobinas de choque.....	156
Figura 6.15 : Circuito chopper con modelo BJT y los valores de V_{cr} , V_{ref} , V_g , y corriente a la salida.	158
Figura 6.16 : Circuito chopper con modelo MOSFET y los valores de V_{cr} , V_{ref} , V_g , y corriente a la salida.....	158
Figura 6.17 : Circuito chopper con modelo MOSFET y los valores de V_{cr} , V_{ref} , V_g , y corriente a la salida.....	159
Figura 6.18 : Circuito chopper con modelo IGBT y los valores de V_{cr} , V_{ref} , V_g , y corriente a la salida.	159
Figura 6.19 : Circuito chopper con modelo IGBT y los valores de V_{cr} , V_{ref} , V_g , y corriente a la salida.	160
Figura 6.20 : Corriente promedio en la carga con modelo MOSFET	164
Figura 6.21 : Corriente promedio en la carga con modelo BJT	164
Figura 6.22 : Corriente promedio en la carga con modelo IGBT	165
Figura 6.23 : Amplificador operacional con modelo DC.....	169
Figura 6.24 : Amplificador operacional con modelo DC con su subcircuito en jerarquía.	169

Figura 6.25 : Amplificador operacional y su señal de salida a 5V de la ganancia total.	169
Figura 6.26 : Fragmento del circuito principal de la figura 65.2.8.4.3	171
Figura 6.26 : Señales del circuito PWM para el control de la corriente de CD a un chopper con modelo IGBT	171
Figura 6.26 : Circuito con amplificador operacional como restador	172
Figura 6.27 : Circuito de sensado y escalado, junto con el amplificador variador de ganancia.	173
Figura 6.28 : Circuito completo del acondicionamiento de señal hacia del generador de rampa, apartir de la señal de voltaje rectificada	174
Figura 6.29 : Voltaje de salida del circuito 6.27, para observar la rampa generada.	175
Figura 6.30 : Voltajes sa salida para el rectificador trifásico, el amplificador restador y el amplificador inversor.	175
Figura 6.31 : Circuito que simula la onda del rectificador trifásico a la salida	176
Figura 6.32 : Salida del circuito que simula la onda del rectificador trifásico a la salida	177
Figura 6.33 : Reporte de tiempos de simulación de PSpice en el ajuste de propiedades de simulación.	178
Figura 6.34 : Símbolo en PSpice en solución de los problemas de convergencia	179
Figura 6.35 : Simulación de la señal portadora diente de sierra, voltaje de compuerta y onda rectificada.....	179
Figura 6.35 : Simulación de la señal del ciclo de trabajo a un 70% y señal de salida de corriente modulada en CD.....	180
Figura 6.36 : Circuito equivalente continuo del convertidor reductor con variables de estado.....	181
Figura 6.37 : Respuesta al escalón del circuito de la figura 5.2.8.4.3, de acuerdo a la ecuación 103.....	186
Figura 6.38 : Respuesta al escalón del circuito de la figura 5.2.8.4.3, de acuerdo a la ecuación 104.....	186
Figura 6.39 : Circuito utilizado en PSpice para la respuesa al escalón de la ecuación 103	187
Figura 6.40 : Circuito utilizado en PSpice para la respuesta al escalón de la ecuación 104.	187
Figura A.2.1 : Interfaz de Proteus ISIS	196
Figura A.2.2 : Configuración del menú source en Proteus	196
Figura A.2.3: Generación en las herramientas de código del menú source	197
Figura A.2.4 : Ubicación del fichero mpasmddx	198
Figura A.2.5 : Isertación del archivo fuente en la configuración para un PIC16F84A en Proteus.....	198
Figura A.2.6 : Escogencia del tipo de ensamblador en Proteus	199
Figura A.2.7 : Fichero con extensión .ASM para el PIC16F84A.....	199
Figura A.2.8 : Fichero adc.asm cargado.....	199

Figura A.2.9 : Fichero adc.asm cargado directamente al wordpad de Proteus	200
Figura A.2.10 : Ensamblado del fichero adc.asm en Proteus	200
A.2.7 Construcción de un PWM con ORCAD PSPICE	205
Figura A.2.7.1 : Menú Place de OrCAD PSpice	205
Figura A.2.7.2 : Caja de diálogo para el bloque por jerarquía	206
Figura A.2.7.3 : Bloque PWM como comparador	206
Figura A.2.7.4 : Menú Place de OrCAD PSpice	206
Figura A.2.7.5 : Menú Place Hierarchical pin Vcr como variable de entrada	207
Figura A.2.7.6 : Bloque PWM con Vcr y Vref como entradas y Vg como salida	207
Figura A.2.7.7 : Forma de onda de una señal de pulso	208
Figura A.2.8.1 : Menú Análisis <Parametric Sweep>	211
Figura A.2.8.2 : Menú Análisis <Parametric Sweep> con tres valores de tensión.	212
Figura A.3.1.1 : Simulación en Proteus del sistema de rutina de diagnóstico del convertidor reductor	218
Figura A.3.1.2 : Encendido del LED4 debido a la presencia de corriente en Vg	218
Figura A.3.1.3 : Encendido del LED3 debido a la presencia de voltaje en Vg	219
Figura A.4.2.1 : Organigrama de la empresa Holcim S.A- Costa Rica	221

INDICE DE TABLAS

TABLA 01 Diferentes propuestas dadas a la empresa.....	35
TABLA 02 : Valores nominales de placa del transformador trifásico personalizado	39
TABLA 03 Denominadores de filtros pasabajas de Butterworth con una frecuencia de corte $\omega_c=1\text{rad/s}$	48
TABLA 04 Características eléctricas de placa del motor síncrono del molino 03.	59
TABLA 05 : Parámetros del modelo de un MOSFET	81
TABLA 06 : Valores de tolerancias de las diferentes versiones de PSpice	153
TABLA 07 : Valores de Fourier para la corriente de entrada.....	154
TABLA 08 : Valores de Fourier para la corriente de entrada con IGBT.....	161
TABLA 09 : Valores de Fourier para la corriente de entrada con MOSFET	162
TABLA 10 : Valores de Fourier para la corriente de entrada con BJT.....	163
TABLA 11 Parámetros del modelo del BJT.....	201
TABLA 12: Opciones sin valor.....	204
TABLA 13 : Modelo de los parámetros de las fuente tipo pulso.....	208
TABLA 14 : Modelo de los parámetros para un interruptor de voltaje controlado	209
TABLA 15 : Sublibrerías y abreviaturas	210
TABLA 16 : Valores de impedancias para circuitos RLC	215
TABLA 17 : Valores de impedancia y admitancia para circuitos RLC	216
TABLA 18 : Comportamiento de la carga en sistemas RLC.....	216
TABLA 19 : Valor de la impedancia síncrona del molino 03.....	216
TABLA 20 : Valor de la impedancia síncrona del molino 03.....	217
TABLA 21 : Datos emitos en sala de control para ‘‘ AIM*AT Server : AW5101 - Historian : hist01 - Linearized Sample Data Base Monday, January 01, 2007 12:00:00 AM Thru Monday, June 04, 2007 10:52:59 AM Data Point(s): PLC4_AIN:534_AC1_J.PNT ‘‘	280

Capítulo 1: Introducción

1.1 Problema existente e importancia de su solución

Proceso Productivo Holcim Costa Rica S.A.

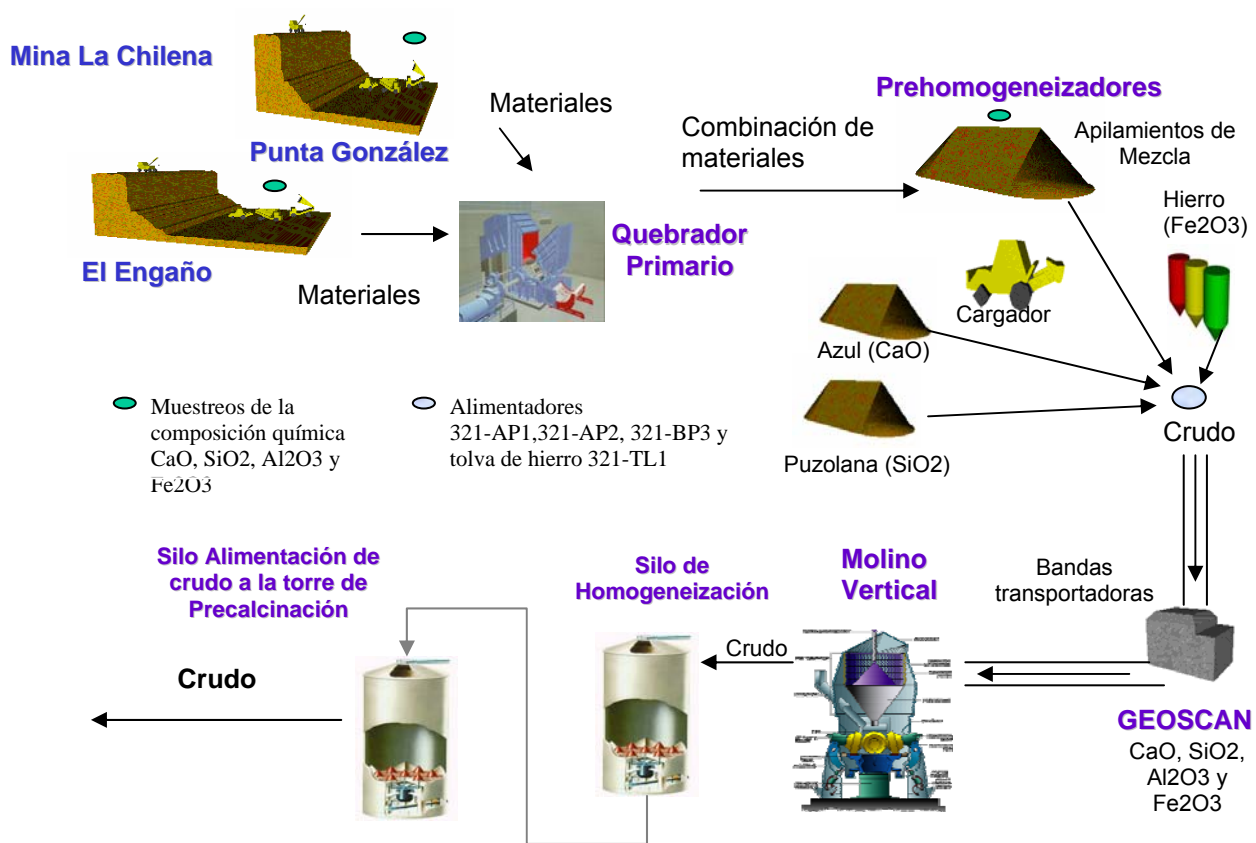


Figura 1.1 Diagrama ejemplar del proceso productivo en Holcim

En esta figura 1.1, se puede observar el proceso productivo del cemento en Holcim Costa Rica S. A., la cual inicia con la labor de extracción de las materias primas proveniente de la mina de donde se extraen calizas y margas (arcillas).

Después estos materiales obtenidos de la mina La Chilena, van directo al *quebrador primario* o triturador para la fragmentación de la materia prima. Combinan estos materiales y lo llevan a la unidad de *prehomogenización*, en donde se apilan estos materiales.

Posteriormente esta mezcla lleva consigo una composición química basada en varios compuestos químicos, como es el caso de la caliza (CaO) proveniente Azul de Turrialba en Cartago, la puzolana (SiO_2) proveniente de Llano grande de Cartago y el polvo de hierro (Fe_2O_3), el cual es comprado y a toda esta mezcla de materiales se le llama crudo.

Este crudo, más adelante es llevado por medio de bandas transportadoras al *GeoScan*, el cual se encarga de dosificar la composición química de la mezcla, es decir, de mantener una proporción constante en una cantidad adecuada de los diferentes compuestos químicos que conforman la mezcla de crudo.

Cuando este crudo cumple con las características de dosificación de la unidad del *GeoScan*, este es transportado por medio de bandas transportadoras hacia el *molino vertical o molino de crudo*, que corresponde al primer proceso de molienda en la fabricación del cemento, esto con el fin de tener el material con una textura y fineza de talco.

Por otra parte, este crudo es enviado a los *silos de homogenización*, donde se vuelve a dosificar, para una eventual corrección en su composición química. Cuando se comprueba que la dosificación del crudo es correcta éste es almacenado en los silos de alimentación de crudo y enviado hacia la *torre de precalcificación*, con el fin de eliminar la humedad remanente de la etapa de molienda y secado, que no llega al 1%.

Conforme el crudo desciende por los ciclones de las torres, se va preparando para que ocurran los cambios de transformación química. Ver figura 1.2.

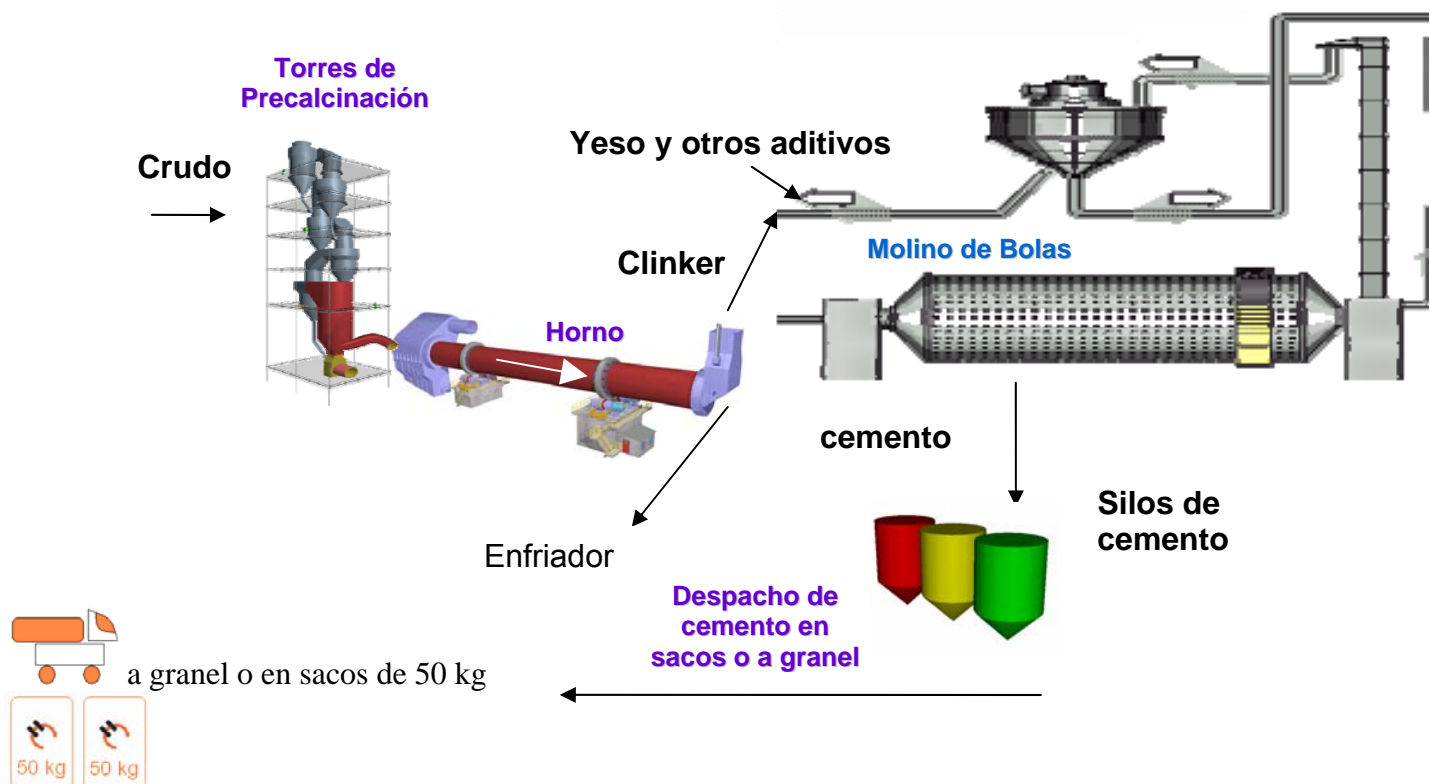


Figura 1.2 Diagrama ejemplar del proceso productivo continuación

En la figura 1.2, se puede observar la continuación del proceso de la fabricación del cemento en Holcim, de modo que ya el crudo en los ciclones de las torres, por medio de la acción centrifugadora, se separa el gas caliente proveniente del horno y descargan ese crudo a la etapa siguiente.

El material proveniente de los ciclones anda alrededor de 45 °C, hasta los 840 °C a la entrada del horno. Ya en el horno este material es llevado a una temperatura aproximada de 1400 °C, con lo que se inicia el proceso de transformación química, que se conoce con el nombre de cocción o clinkerización por lo que a los 1400 °C se generan los compuestos químicos denominados silicatos y aluminatos., y a esta mezcla se le llama clinker y es el material sintético que posee las características hidráulicas del cemento.

Después a la salida del horno, el clinker tiene una temperatura cercana de 1400 °C y se requiere que en pocos minutos tenga una temperatura de 180 °C, por lo que a la salida del horno se da el proceso de *enfriamiento* por medio de una serie de ventiladores que actúan con una serie de placas móviles perforadas que enfrían el clinker.

Después este clinker enfriado es dirigido a un depósito de clinker por medio de baldes o congilones, y éste se se dosifica con otros aditivos, como es el caso de yeso, caliza, puzolana, y escorias de altos hornos. Finalmente pasa al proceso de molienda, en donde se encuentran molinos de cemento, similares al molino de crudo; esta mezcla con el clinker es transportada por medio de aerodeslizadores hasta un *clasificador o separador* de partículas de producto terminado en caso de que no cumpla con la granulometría especificada; después esta mezcla a la salida de los molinos de cemento se le llama cemento y listo para ser almacenado en los silos de cemento para despacho, ya sea a granel en tanques o camiones cisternas o envasados en bolsas biodegradables de 50 Kg.

El problema existente que se presenta en el proceso de producción del cemento de acuerdo con las figuras 1.1 y 1.2, se refiere específicamente en la etapa de excitación del molino 03, pues si éste por algún motivo quedará fuera de servicio, se debería de contar con un sistema de respaldo para dicho molino, como se puede apreciar en la figura 1.3.

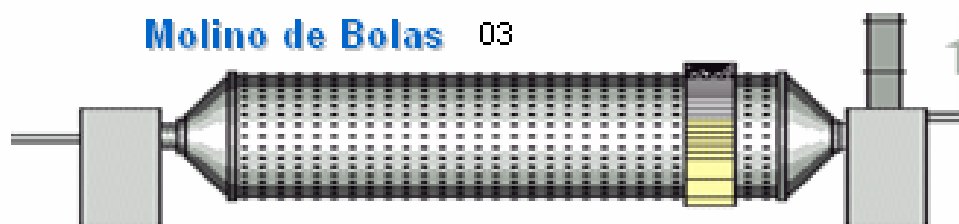


Figura 1.3 Diagrama ejemplar del molino de bolas o molino 3.

Entonces la problemática consiste en que el molino 3 actualmente no cuenta con un sistema de respaldo en caso de que la excitadora actual falle. Actualmente el molino 3 está encargado de la molienda de cementos especiales, es decir, de un tipo de cemento con ciertas características especiales para diferentes tipos de empresas que lo requieren.

Debe señalarse que este problema, se considera una parte del sistema, pues por medio de un sistema de respaldo al molino 03, significaría una garantía para la planta el hecho de contar con una solución en la molienda de cementos especiales, en caso de que el molino tres estuviera fuera de servicio. Este sistema de respaldo que se pretende implementar, permitiría aprovecharse de dos dispositivos presentes en la planta; un transformador trifásico con entrada delta y salida estrella y de un rectificador trifásico no controlado marca Brown Boveri.

La principal función que se pretende mejorar a la hora de implementar un sistema de respaldo para el molino 3 , es la siguiente :

1. Dar respaldo a la molienda de cementos especiales en el molino 03 en caso de que este se dañe, por medio de un sistema de alimentación estática

Entre los principales efectos que se presentan, en lo que respecta a la excitación del molino 3, radican especialmente en la eficiencia de la planta, esto por la alta inversión energética de la excitación de los molinos, así como de su debido mantenimiento, además del índice de fallas eléctricas y mecánicas. Además, la cantidad de elementos necesarios para su mantenimiento es elevado, como es, los repuestos (rodamientos, carbones), así como los materiales, equipo y personal disponible.

Por otra parte, entre los beneficios que se pueden derivar al obtener el problema resuelto es :

1. Aumentar el material de cementos especiales para despacho, lo que implica mayor disponibilidad de cemento para la venta.
2. Ahorro energético y mantenimiento de equipo.
3. Corrección del factor de potencia (fp).
4. Disminución de la generación de armónicas.

1.2 Solución seleccionada

Diseño de un sistema de un convertidor de CD-CD por medio de un regulador reductor de modo en conmutación en operación discontinua en el control de la corriente por medio de las bobinas de las líneas trifásicas con ayuda de una técnica de control por retroalimentación de propulsión.

Se caracteriza porque convierte un voltaje fijo de una fuente de cd en un voltaje variable de suministro de cd. Se puede considerar que un convertidor de CD-CD es el equivalente en cd de un transformador de ca, con una relación de vueltas que varía en forma continua.

Tiene dos tipos de operación :

1. Frecuencia constante
2. Frecuencia variable

Tienen una eficiencia alta, con un valor práctico de 92 a 99 %. Se utilizan mucho en el control de motores de tracción de automóviles eléctricos, tranvías, grúas marinas, montacargas y elevadores de mina. Proporcionan un control uniforme de la aceleración, gran eficiencia y rápida respuesta dinámica. Se puede utilizar en el frenado regenerativo de motores de cd

El cálculo de la eficiencia, que incluye la pérdida por conducción del convertidor, no tiene en cuenta la pérdida por conmutación durante el encendido y el apagado de los convertidores prácticos. El uso de convertidores con frecuencia variable, implica un amplio margen en la variación de a frecuencia, por lo que este control generaría,armónicas impredecibles y difícil el diseño. del filtro.

Se escogió el *Diseño de un sistema para un convertidor de CD-CD como regulador reductor con modo de operación discontinua en el control de las corrientes trifásicas con ayuda de una técnica de control por retroalimentación de inyección de armónicas o de propulsión''*, pues se cuenta ya en existencia con un transformador trifásico y de un rectificador trifásico, los cuales están ubicados en la planta en el área de los molinos. El puente rectificador, está conformados con diodos de potencia, lo que lo convierte en un rectificador no controlado. Además entre los requerimientos de la empresa, está estipulado que para la solución de este proyecto se utilice el recurso ya existente, como es el caso del transformador y rectificador trifásico. Y que la solución al problema quede plasmada en planos eléctricos y electrónicos, para su eventual implementación futura.

Capítulo 3: Meta y objetivos

3.1 Meta

Dar respaldo a la molienda de cementos especiales en el molino 03 en caso de que éste se dañe, por medio de un sistema de alimentación estática.

3.2 Objetivo general

3.2.1 Diseñar un sistema para un convertidor de CD-CD como regulador reductor con modo de operación discontinua (DCM) en el control de las corrientes trifásicas con ayuda de una técnica de propulsión (feedforward), del control por retroalimentación de inyección de armónica.

3.3 Objetivos específicos

3.3.1 Objetivos de hardware

3.3.1.1 Diseñar un sistema para un convertidor de cd-cd, para el control de disparo de la compuerta del dispositivo semiconductor del regulador de CD-CD, que actúa como interruptor periódico.

3.3.1.2 Utilizar el transformador trifásico con que cuenta la planta, de modo que se adapte a las exigencias y requerimientos de la solución planteada.

3.3.1.3 Utilizar el puente rectificador trifásico no controlado con que cuenta la planta, de modo que se adapte a las exigencias y requerimientos de la solución planteada.

3.3.1.3 Utilizar a la salida del transformador trifásico un filtro **EMI** (de interferencias electromagnéticas) que atenúe las armónicas de alta frecuencia.

3.3.1.4 Diseñar circuitos de protección contra corrientes y voltajes tanto en cd como en ca para la salida del transformador principal, como para la entrada del convertidor de CD a CD.

3.3.1.5 Diseñar una etapa de control de disparo para el elemento semiconductor (MOSFET de potencia e IGBT de potencia) como interruptor periódico del rectificador trifásico con DCM (*modo de operación discontinua*) por medio de un lazo de realimentación del voltaje de salida, de la solución propuesta.

3.3.2 Objetivos de software

3.3.2.1 Elaborar rutinas para el control de la corriente del convertidor elevador de CD-CD de estado sólido, por medio del PIC16F84A de la familia de microcontroladores Microchip. Así como el control de la señal de inyección del PWM para el rectificador elevador con DCM al gate del interruptor periódico.

3.3.2.2 Establecer rutinas de diagnóstico para el sistema planteado para corroborar el funcionamiento de arranque.

3.3.2.3 Utilizar paquetes informáticos para la simulación de las diferentes etapas de diseño, como es el caso de Multisim Workbench , Orcad PSpice, Livewire, Cientific, Simulink, Matlab entre otros.

3.3.3 Objetivos de documentación

3.3.3.1 Elaborar un manual de consulta de los diferentes circuitos diseñados, así como de su características técnicas, referidas a los fabricantes.

3.3.4 Objetivos de simulación

3.3.3.1 Establecer que el sistema planteado responde a la etapa de alimentación del molino 3, como sistema estático (sin partes móviles).

3.3.3.2 Dejar establecidos, el sistema final en términos de diagramas eléctricos y electrónicos del problema planteado.

Capítulo 4: Marco teórico

4.1 Descripción del sistema

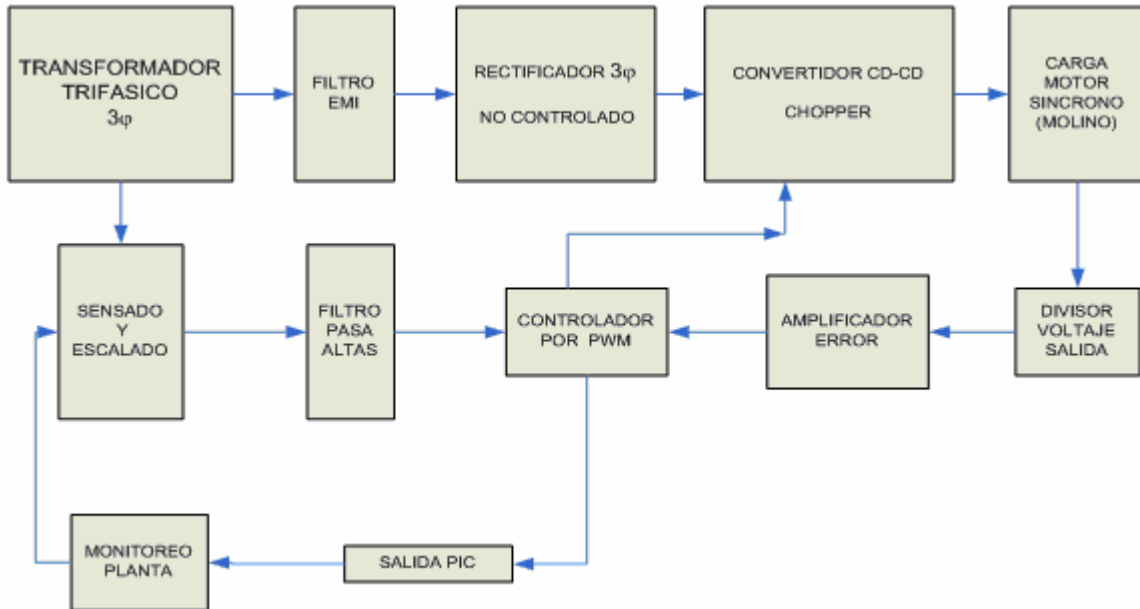


Figura 4.1.1 Diagrama de bloques de la solución propuesta para un sistema del diseño de un convertidor de cd-cd por medio de un regulador en conmutación DCM

De acuerdo a la figura 4.1.1, es esencialmente un mecanismo en el cual se toman una serie de etapas, que enmarcan adecuadamente una serie de requisitos, para el eventual diseño de este sistema del control de las corrientes provenientes del transformador trifásico..

En cuanto al transformador de alimentación principal ya existente, este debe de adaptarse a la solución propuesta, para una tensión de distribución de 460 V a 24 voltios aproximadamente, para que le genere el voltaje adecuado al rotor bobinado del motor síncrono. En cuanto a las protecciones de corrientes y de voltajes, estos tienen el fin de eliminar aquellas fallas o daños graves que se puedan ocasionar en el motor del molino.

Las protecciones están basadas en filtros paso bajos de segundo orden, o llamados también filtros EMI, los cuales se encargan de eliminar todas aquellas armónicas de orden superior a la frecuencia de trabajo fundamental de este sistema, como lo es a 60Hz.

Todo esto con el fin de ser monitoreado como se puede apreciar en la figura 4.1.1 y diagnosticar el arranque del motor del molino 3. En cuanto a el puente rectificador no controlado de ca a cd, o comúnmente conocido como convertidor, las cuales rectifican la corriente hacia la alimentación del rotor bobinado. Para esto se debe de contar con un control o mando para el disparo del dispositivo semiconductor, en cual se enmarca una solución por medio de MOSFET's e IGBT's y controlado por medio de un PWM, además de un microcontrolador de la familia Microchip, como lo es el caso de PIC16F84A.

El transformador principal antes mencionado, tiene como iniciativa el desacople de la entrada, así como en la eliminación de las componentes de cd provenientes de ella, como salida del rectificador trifásico no controlado ya existente, además de la protección de cambios de corriente, es decir, la implementación de un filtro LC de potencia a la salida del puente rectificador de potencia. En cuanto a los medidores del factor de potencia, se pueden utilizar los de la marca PW de las familias 6200 o 7330. Para el control de las señales de monitoreo, éstas provendrán de un sistema como Foxboro, con el fin de ver fallas como, fases, voltajes y corrientes de carga, potencia; todo esto con el fin de diagnosticar el buen funcionamiento de la fuente que alimenta al motor síncrono, de modo que por medio del PIC16F84A , se diagnostique el proceso de arranque por la presencia de voltaje y corriente en el gate del interruptor periódico, para que así el usuario se de cuenta de como está el sistema antes de poderlo en operación.. Cabe señalar que el sistema propuesto, tiene el objetivo de darle respaldo al molino 3.

El sistema propuesto está conformado por una serie de módulos (circuitos) que cumplen una serie de funciones específicas en el tratamiento o acondicionamiento de la señal proveniente de la alta corriente de rectificación consumida por la carga (molino), por lo que pone en evidencia una serie de problemas adicionales aparte del control de la corriente, que evidencian la presencia de armónicas y de corrección del factor de potencia. Entonces esta solución propuesta se basa en una técnica robusta de inyección de armónicas introducidas, de modo que la señal de voltaje sea proporcional al componente invertido de ca de los voltajes trifásicos, línea a línea y rectificadas, de modo que se inyecte por el lazo de retroalimentación al voltaje de salida. Por lo que, la señal inyectada hace variar el ciclo de trabajo del rectificador, dentro de un ciclo de línea, para reducir las armónicas, especialmente la de quinto orden, y mejorar así la distorsión armónica total de las corrientes de entrada del rectificador. **[Rashid, 2004]**

Por otra parte este circuito se implementa con el control convencional de frecuencia constante, banda estrecha y retroalimentación de voltaje de salida, que mantiene constante el ciclo de trabajo del interruptor durante un periodo rectificado de la línea, por lo que a la corriente de entrada al rectificador se da la presencia de una quinta armónica, entonces a potencia mayores de 5KW que es el caso para este proyecto, la armónica de quinto orden impone severos compromisos entre, diseño, funcionamiento y costo. Esto anteriormente es importante, ya que, como el proyecto requiere que se cumplan estándares en su aplicación en la industria, se debe de cumplir con los valores máximos admisibles definidos por el documento IEC555-2, ver anexo.

4.2 Antecedentes bibliográficos

Entre las principales referencias bibliográficas utilizadas, se tienen aquellas obtenidas por medio de la Internet, y otras particularmente de IEEE; y por cada una de las diferentes etapas del proyecto, como lo es, del sistema de monitoreo de la planta para el control de proceso de producción, como es el caso de Modbus para los medidores de fp y Foxboro que monitorea toda la planta.

Además de una serie de libros especializados en el área de la electrónica de potencia, como lo es transformadores y máquinas eléctricas en aplicaciones de la electrónica industrial. Se acudió a una serie de artículos de carácter especializado en la rama de la electrónica de potencia, muy especialmente en lo que respecta a reguladores en conmutación por medio de rectificadores elevadores y reductores trifásicos y técnicas robustas de inyección de armónicos por medio del control retroalimentado.

4.2 Descripción de los principales principios físicos, de software y electrónicos relacionados con la solución del problema.

Se procedió a establecer una serie de principios de orden técnico en las cuales enmarcan una serie de aspectos relacionados con el proyecto. Por una parte se estableció una serie de conceptos matemáticos, en cuanto al modelado de los convertidores de CD/CD o mejor conocidos como Choppers, es decir, porque su principal operación, está empleada en variar el valor promedio del voltaje en cd aplicado a la carga de un circuito en la introducción de uno o más elementos semiconductores de alta potencia, como es el caso de IGBT's, MOSFET's o SCR's [Rashid, 2004], que para este caso se utilizará un IGBT y un MOSFET.

Modelado de un Chopper :

Los convertidores de cd, se pueden usar como reguladores de modo de conmutación, para convertir un voltaje de cd, normalmente no regulados, en un voltaje de salida regulado de cd. La regulación se suele obtener con PWM (modulación de ancho de pulso) a determinada frecuencia, y el dispositivo de conmutación, puede ser para este caso un MOSFET y además un IGBT (Metal-Oxide-Silicon Field Effect Transistor e Insulated-gate bipolar transistors), que significa *semiconductor de óxido de metal como transistor de efecto de campo y transistor bipolar de compuerta aislada*, [Rashid, 2004]. En las figuras 4.2.1 y 4.2.2 se observan tanto el circuito básico de un Chopper, como los elementos básicos de los reguladores en conmutación.

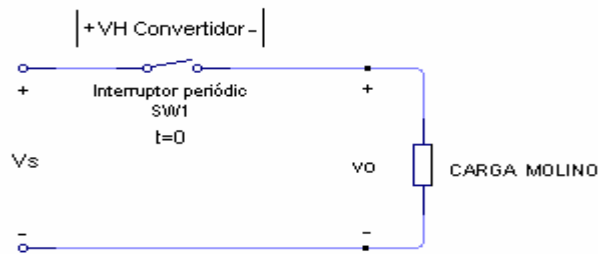


Figura 4.2.1 Circuito convertidor de CD-CD con carga (Molino 3)

Voltaje promedio de salida se define como :

$$V_a = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} v_o dt = \frac{t_1}{T} V_s = f t_1 V_s = k V_s \quad (1)$$

Y la corriente promedio se define como :

$$I_a = \frac{V_a}{R} = \frac{k V_s}{R} \quad (2)$$

donde :

T es el periodo de conmutación.

K = t_1/T es el ciclo de trabajo del interruptor.

f es la frecuencia de conmutación.

El valor rms del voltaje de salida se determina con :

$$V_o = \left(\frac{1}{T} \int_0^{kT} v_o^2 dt \right)^{1/2} = \sqrt{k} V_s \quad (3)$$

Suponiendo que el convertidor no tiene pérdidas, la potencia de su entrada es igual que la de su salida, y es :

$$P_i = \frac{1}{T} \int_0^{kT} v_o i dt = \frac{1}{T} \int_0^{kT} \frac{v_o^2}{R} dt = k \frac{V_s^2}{R} \quad (4)$$

La resistencia efectiva de entrada, vista desde la fuente es :

$$R_i = \frac{V_s}{I_a} = \frac{V_s}{kV_s / R} = \frac{R}{k} \quad (5)$$

que indica que el convertidor hace que la resistencia de entrada R_i sea una resistencia variable igual a R/k . La variación de la resistencia normalizada de entrada en función del ciclo de trabajo, hace que varíe la corriente de modo que el ciclo de trabajo este en un rango de 0 a 1., cambiando T , f o t_1 . **[Rashid, 2004]**.

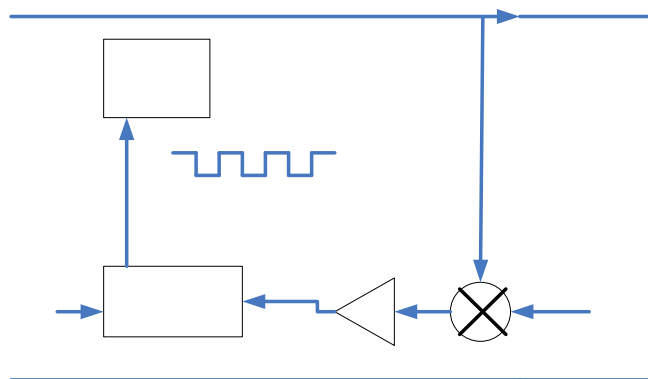


Figura 4.2.2 Elementos reguladores de modo de conmutación

Fuente: Electrónica de potencia, Rashid 2004.

Es importante aclarar que en la figura 4.2.2, los elementos reguladores en lo que respecta a la generación del ciclo de trabajo k , es por medio de la comparación de una señal de referencia v_r de cd, con una señal portadora de diente de sierra v_{cr} , pues para v_r hay un valor pico V_r y para v_{cr} también hay un valor pico V_{cr} .

La señal de referencia v_r se caracteriza por :

$$v_r = \frac{V_r}{T} t \quad (6)$$

que debe ser igual a la señal portadora $v_{cr} = V_{cr} = kT$. Entonces es ,

$$V_{cr} = \frac{V_r}{T} kT \quad (7)$$

que determina el ciclo de trabajo k como :

$$k = \frac{V_{cr}}{V_r} = M \quad (8)$$

En este momento, debido al modelado anterior se hace hincapié a la solución propuesta, y es la de utilizar un convertidor reductor alimentado por rectificador de diodo, que para este caso, relacionándolo con las restricciones del proyecto de utilizar el puente de diodos de potencia ya existente hace que se justifique el planteo de esta solución correctamente. La idea consiste, que por medio de la utilización de técnicas modernas de control, la corriente de entrada de los rectificadores se puede hacer senoidal y en fase con el voltaje de entrada, obteniendo así un FP (factor de potencia) en la entrada igual aproximadamente a uno.

Como se trata de un convertidor reductor con potencia rectificadora trifásica de diodo, con filtros capacitivos de salida para el control del FP, esto se debe de operar con DCM (modo de conducción discontinua) como el modo de conducción de corriente del inductor activo, sin tener control activo de la corriente, de modo que la forma de corriente de entrada sigue en forma automática la forma de voltaje de entrada, lo cual implica una eficiencia extremadamente alta **[Rashid, 2004]**.

Capítulo 5: Descripción detallada de la solución (Explicación del diseño)

5.1 Análisis de soluciones y selección final

Entre las diferentes soluciones planteadas a este proyecto, se hacen referencia a la tabla 01, en donde se especifican cada uno de sus principios de funcionamiento, así como la idea de solución escogida, en la cual se determinó cuál de ellas fue la mejor.

TABLA 01 Diferentes propuestas dadas a la empresa

Nombre del proyecto	Características	Ventajas	Desventajas	Aceptación del proyecto
<p>Diseño de un rectificador controlado trifásico de estado sólido por fases para el control de corriente trifásica de un sistema estático</p> <p style="text-align: center; font-size: 2em;">1</p>	<p>Los convertidores por fase se pueden clasificar en dos tipos, que dependen de la alimentación :</p> <p>Convertidores :</p> <ol style="list-style-type: none"> 1. Monofásicos 2. Trifásicos <p>Se subdividen cada uno en :</p> <ol style="list-style-type: none"> 1. Semiconvertidor 2. Convertidor completo 3. Convertidor dual 	<p>El voltaje de salida controlado se usan en tiristores con control de fase en lugar de diodos, por lo que el voltaje de salida se varía controlando el ángulo de retardo o de disparo de los tiristores, por medio de la aplicación de un pulso corto a su compuerta, y se desactiva por conmutación natural o por línea. Son sencillos y menos costosos, y su eficiencia es, en general, superior al 95 %. Se utilizan en especial en propulsores de velocidad variable, desde potencia fraccionaria hasta niveles de megawatts.</p>	<p>El transformador de entrada puede conducir corriente cd, y con ello causar un problema de saturación magnética</p> <p>Los convertidores trifásicos de media onda no se utilizan en aplicaciones prácticas.</p> <p>El mejorar el Factor de potencia, tiene una implicación en el aumento de armónicos.</p>	<p style="text-align: center;">RECHAZADA</p> <p>Implica el uso de tiristores pues se cuenta ya con diodos de potencia en el rectificador no controlado</p>

<p>Diseño de un controlador de voltaje de corriente alterna trifásico de estado sólido por ángulo de fase para el control de corriente trifásica de un sistema estático.</p> <p style="text-align: center;">2</p>	<p>Se caracteriza por la transferencia de potencia, bajo dos tipos de control :</p> <p>1. Control de encendido y apagado</p> <p>2. Control por ángulo de fase.</p> <p>Los controladores se clasifican en dos tipos : Monofásicos (media onda) Trifásicos (onda completa)</p>	<p>Se puede controlar el flujo de potencia haciendo variar el valor rms de ca aplicado a la carga. Se utilizan principalmente en la calefacción industrial, cambio de conexión en transformadores con carga, controles de alumbrado, control de velocidad motores polifásicos de inducción y controles de electroimán de ca.</p>	<p>No es sencillo el análisis para las deducciones de ecuaciones explícitas de los parámetros de rendimiento de los circuitos, en especial para los convertidores controlados por ángulo de fase para carga RL</p>	<p style="text-align: center;">RECHAZADA</p> <p>Implica el uso de triacs Pues se cuenta ya con diodos de potencia en el rectificador no controlado</p>
<p>Diseño de un sistema de un convertidor de CD-CD por medio de un regulador reductor de modo en conmutación en operación discontinua en el control de la corriente por medio de las bobinas de las líneas trifásicas con ayuda de una técnica de control por retroalimentación.</p> <p style="text-align: center;">3</p>	<p>Se caracteriza porque convierte un voltaje fijo de una fuente de cd en un voltaje variable de suministro de cd. Se puede considerar que un convertidor de CD-CD es el equivalente en cd de un transformador de ca, con una relación de vueltas que varía en forma continua.</p> <p>Tiene dos tipos de operación :</p> <p>3. Frecuencia constante</p> <p>4. Frecuencia variable</p>	<p>Tienen una eficiencia alta, con un valor práctico de 92 a 99 %.</p> <p>Se utilizan mucho en el control de motores de tracción de automóviles eléctricos, tranvías, grúas marinas, montacargas y elevadores de mina.</p> <p>Proporcionan un control uniforme de la aceleración, gran eficiencia y rápida respuesta dinámica. Se puede utilizar en el frenado regenerativo de motores de cd.</p>	<p>El cálculo de la eficiencia, que incluye la pérdida por conducción del convertidor, no tiene en cuenta la pérdida por conmutación durante el encendido y el apagado de los convertidores prácticos. El uso de convertidores con frecuencia variable, implica un amplio margen en la variación de a frecuencia, por lo que este control generaría armónicas impredecibles y difícil el diseño del filtro.</p>	<p style="text-align: center;">ACEPTADA</p> <p>Implica el uso de diodos de potencia con los que se cuentan en el rectificador no controlado</p>

Según la tabla 01, se propusieron tres ideas de solución, como es el caso del *'' Diseño de un rectificador controlado trifásico de estado sólido por fases para el control de corriente trifásica de un sistema estático ''*, en este caso, esta propuesta fue rechazada, por que su principio de operación requiere de un rectificador controlado, en otras palabras, de la utilización de semiconductores como lo son tiristores, y el rectificador, con que cuenta la planta es del tipo no controlado, es decir, utiliza diodos de potencia.

En cuanto a la propuesta dos, ésta también fue rechazada, pues al tratarse del *'' Diseño de un controlador de voltaje de corriente alterna trifásico de estado sólido por ángulo de fase para el control de corriente trifásica de un sistema estático ''*, también utiliza tiristores, para un control de voltaje por medio del ángulo de fase.

Finalmente, se escogió la propuesta tres, es decir del *'' Diseño de un sistema para un convertidor de CD-CD como regulador reductor con modo de operación discontinua en el control de las corrientes trifásicas con ayuda de una técnica de control por retroalimentación de inyección de armónicas ''*, pues se cuenta ya en existencia con un transformador trifásico y de un rectificador trifásico, los cuales están ubicados en la planta en el área de los molinos. El puente rectificador, está conformados con diodos de potencia, lo que lo convierte en un rectificador no controlado. Además entre los requerimientos de la empresa, está estipulado que para la solución de este proyecto se utilice el recurso ya existente, como es el caso del transformador y rectificador trifásico. Y que la solución al problema quede plasmada en planos eléctricos y electrónicos, para su eventual implementación futura.

Es importante resaltar la ventaja, que se deduce de la escogencia de la propuesta tres, debido principalmente, al hecho de la existencia en la planta de cemento del rectificador trifásico y del transformador trifásico, debido a que no se quiere desperdiciar el recurso con que se cuenta, sino más bien su re-utilización, ya que este equipo está fuera de servicio, pero no dañado.

También, que para este equipo, se presta perfectamente en la utilización de un convertidor de CD-CD, o llamado comúnmente Chopper, pues la idea consiste en la utilización de la regulación en modo de conducción discontinua, para que la corriente no regulada, sea regulada en la salida, lográndose esto, por el uso de la técnica de PWM (Modulación de ancho de pulso) a determinada frecuencia, con la utilización de un dispositivo periódico, como es el caso del IGBT y el MOSFET de potencia para este sistema.

Uno de los criterios principales, para utilizar los choppers o convertidores de CD-CD, fue necesariamente, que en la planta de cemento en Holcim, tenían para esto, un rectificador trifásico no controlado, lo que implicaba la utilización de diodos de potencia, sucediendo que, no había forma de controlar voltaje o corriente, y por lo tanto potencia de salida, de este rectificador, sin una forma adecuada, pero que no significara la compra de un rectificador controlado, pues estos son muy caros. Entonces, la idea de usar un chopper de tipo reductor, es decir, que el voltaje promedio de salida V_a , es menor que el voltaje de entrada V_s , hace que se varíe la corriente, y si se le añade la idea de utilizar un PWM, en este caso, variando el ciclo de trabajo de la corriente de rectificación, gobernar entonces esta corriente, como se haría en un transformador de corriente alterna.

5.2 Descripción del hardware

En esta parte, se definieron cada uno de los módulos del sistema planteado, es decir, del “ Diseño de un sistema para un convertidor de CD-CD como Regulador Reductor ” y se recurrió a la idea generalizada del sistema total planteado, como se pudo observar en la figura 4.1.1, y que se explican detalladamente cada uno de ellos.

5.2.1 MODULO 01 : Transformador trifásico

El primer módulo corresponde al transformador trifásico, como se aprecia en la figura 4.1.1, en la cual se retoma una parte de ella, como se puede observar en la figura 5.2.1.1.

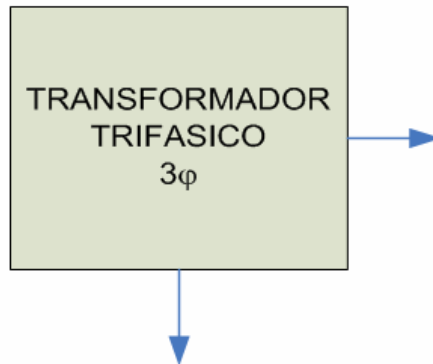


Figura 5.2.1.1 Módulo correspondiente al transformador trifásico personalizado

Este módulo se caracteriza, por una serie de valores nominales de placa, en las cuales se reúnen sus características técnicas, como se puede ver en la tabla 02. Se dice que es personalizado, porque no tienen marca o fabricante específico, sino más bien, fue elaborado para la empresa Holcim exclusivamente por Almon S.A.

TABLA 02 : Valores nominales de placa del transformador trifásico personalizado

Phase	B307851/1	BBC
3φ	---	---
Potencia (KVA)	40	3/08/170 spez
Ubre serlong	Bei	Leerlaut Shallog
V primario- Δ	440Vca	Dys
V secundario-Y	20 Vrms	---
I primaria	55.4 Arms	Ksp
I secundario	1153 Arms	---
Frecuencia	60 Hz	Red

Este transformador trifásico, fue simulado en el programa Orcad Family Release 9.2 Lite Edition, en la cual se dimensionó dicho transformador, de acuerdo a la relación de transformación siguiente, para calcular el valor de las bobinas tanto del primario como del secundario.

$$a = \frac{1}{K} \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \quad (9)$$

Es importante señalar que la resistencia para los transformadores trifásicos se hace entre las terminales de línea de cada uno de los devanados, y conociendo la conexión del devadado, es posible conocer el valor medio de la resistencia por fase. Como este transformador trifásico está conectado en delta en su devanado primario, el valor medio de la resistencia de cada una de las fases se obtienen multiplicando por 1.5 el valor obtenido de la media aritmética de los valores medidos entre cada par de terminales, de acuerdo a la siguiente ecuación :

$$P = 3R_f \frac{I^2}{3} = 1.5R_M I^2 \quad (10)$$

Donde P representa las pérdidas trifásicas de este tipo de transformador. Entonces, de acuerdo a los datos nominales, se observa que la corriente en el secundario es de 1153 A efectivos, de modo que su valor medio en una onda rectificadora representaría idealmente para una fase:

$$V_{cd} = \frac{2V_m}{\pi} = 0.6366V_m \quad (11)$$

Luego el valor pico o amplitud máxima por fase sería :

$$V_m = V\sqrt{2} \quad (12)$$

De la ecuación 12, se puede calcular que el $V_m = 20 \times \sqrt{2} \approx 29V_p$, por lo que su valor medio en cd sería de : $V_{cd} = 0.6366(29) \approx 18.46V$. Entonces de acuerdo a la ecuación 10, y de acuerdo a estos valores calculados de cd, y partiendo del hecho de que la potencia del transformador trifásico de la tabla 02 es de 40KVA, implica que, la corriente en el secundario es de aproximadamente 1153A con pérdidas en los devanados, pero si se calcula, esta misma corriente sin pérdidas se obtienen que $I_s = KVA \times 1000 / V_s = 40 \times 1000 / 20 = 2000A$, entonces las pérdidas son de : $P = P_{ideal} - P_{no-ideal} = 2000A - 1153A = 847VA$. Debido a esto, la corriente en pérdidas en el transformador trifásico en el lado del secundario, se calcula como, $I_{ps} = VA / V_s = 847 / 20 = 42.35A_{ps}$. Entonces la corriente con pérdidas es de 1153A, es decir, la $I_m = (\sqrt{2})I_{rms} = (\sqrt{2})1153 = 1630Ap$. Entonces la $I_{cd} = 0.6366I_m = (0.6366)(1630) = 1037.658A$

Entonces el valor de I_{cd} , para este transformador en su secundario, como se hizo para el cálculo de V_{cd} , para el cálculo de la resistencia media de este transformador hace que se lleve a que :

$$R_M = \frac{V_{cd}}{I_{cd}} \Omega \quad (13)$$

Luego, $R_M = 18.46V / 1037.66A \approx 0.01779\Omega$, además R_f es el valor promedio de la resistencia de fase, se define como :

$$R_f = \frac{R_M}{2} \Omega \quad (14)$$

Entonces $R_f = 0.01779\Omega / 2 = 0.008895\Omega$.

Entonces con estos valores de resistencia óhmica, y el cálculo de las inductancias, tanto para el primario trifásico, como para el secundario, se pueden observar en la figura 5.2.1.2, de acuerdo a la fórmula 9.

Si asumimos un factor de acoplamiento $K = 0.999$ y un valor de inductancia de $L_1 = L_2 = L_3 = 1.2mH$ en el bobina trifásico e iguales para obtener un sistema balanceado, implica que las bobinas del secundario son : $L_4 = L_5 = L_6 = L_{123}/(aK)^2 = (1.2mH)/(22 \times 0.999)^2 \approx 2.5\mu H$, debe de señalarse que la relación de transformación es de $a = V_1/V_2 = 440V/20V = 22$.

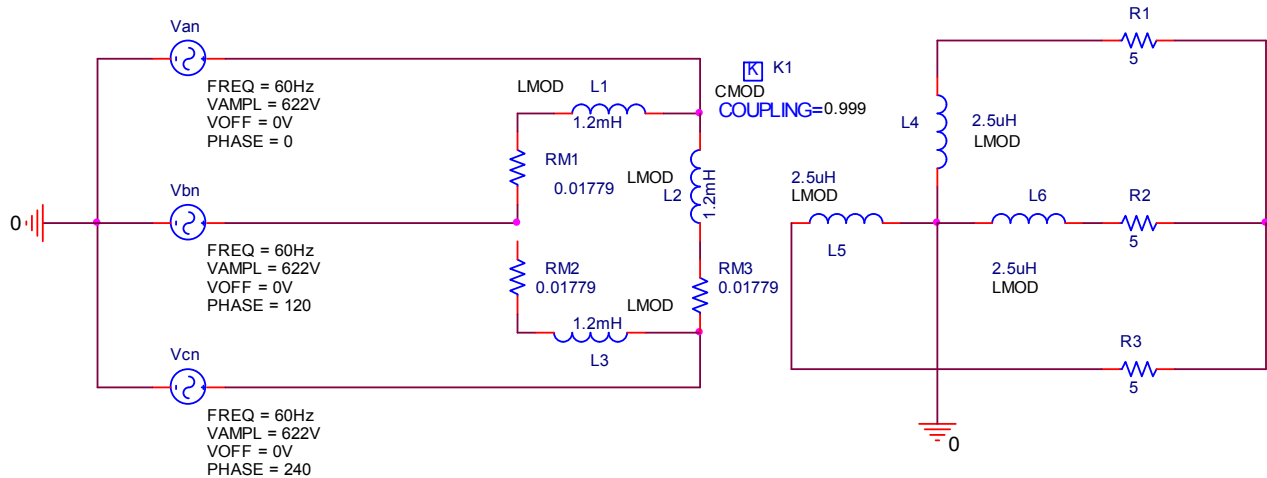


Figura 5.2.1.2 Módulo correspondiente al transformador trifásico personalizado en PSpice

5.2.2 MODULO 02 : Filtro de Interferencias Electromagnéticas (EMI)

El segundo módulo corresponde al filtro de interferencias electromagnéticas EMI, como se aprecia en la figura 4.1.1, en la cual se retoma una parte de ella, como se puede observar en la figura 5.2.2.1.

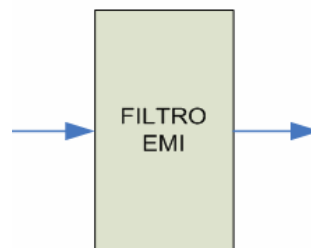


Figura 5.2.2.1 Módulo correspondiente al filtro de interferencias electromagnéticas EMI.

Los Convertidores interruptores en particular los reductores y reductores-elevadores tienen una reputación notoria como uno de los peores generadores de interferencias electromagnéticas (EMI) debido a la onda de corriente de entrada pulsante y a la acción de interrupción de sus interruptores.

Las interferencias electromagnéticas son de generación no intencional de la conducción o de la energía radiada. Para preservar la integridad de la fuente de potencia, un filtro de entrada EMI, colocado entre la fuente de potencia y el convertidor interruptor es a menudo requerido.

El mayor propósito del filtro de entrada es prevenir de las formas de onda de corrientes de entrada de la interrupción de los convertidores desde la interferencia de la fuente de potencia. Como tal, el mayor rol del filtro de entrada EMI, es optimizar el desajuste entre la fuente de potencia y la impedancia del convertidor de interrupción. **[Ang and Oliva, 2005]**.

Hay dos modos de conducción de EMI : el común y diferencial. El modo Común EMI es aquel componente de corriente de ruido, el cual existe sobre algo, o suministro total, o líneas de salida con respecto a una tierra común plana, tal como el chasis o bus de retorno a tierra. La capacitancia del transistor aislado de interrupción montada sobre el chasis o la tierra plana, ha sido conocida como la culpable para el modo común de trayectoria acoplada. El modo diferencial EMI, también conocido como modo longitudinal, ocurre entre dos suministradoras o líneas de salida. Una fuente principal de la emisión de modo diferencial, es la impedancia del capacitor del filtro de entrada EMI. Otra fuente de emisión de modo diferencial es el dispositivo de interrupción. La magnitud y la corriente espectral contenida del EMI, son a menudo dictadas por las características de recuperación inversa de estos dispositivos de interrupción. Entonces para este sistema de conversión en reducción de la corriente de cd, es del tipo diferencial, pues la emisión producida, es debido a los dispositivos de interrupción, como es el caso de los IGBTs o MOSFETs de potencia.

5.2.1.1 Consideraciones de estabilidad

La figura 5.2.1.1.1, muestra el modelo de circuito, para un convertidor reductor con un segundo orden de filtro de entrada. Como se muestra en el circuito DC equivalente linealizado del convertidor ideal reductor con transformador en la entrada, en la figura 5.2.1.1.2.

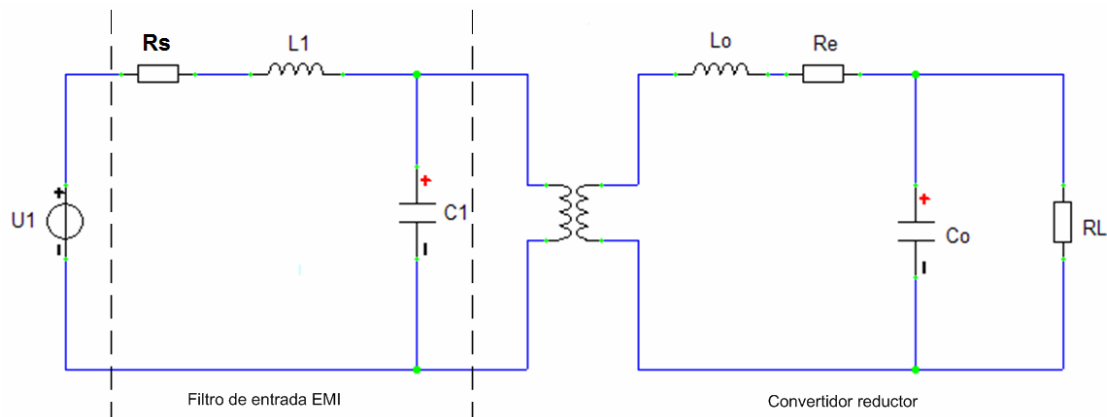


Figura 5.2.1.1.1 Modelo de un circuito convertidor reductor con filtro de entrada EMI.

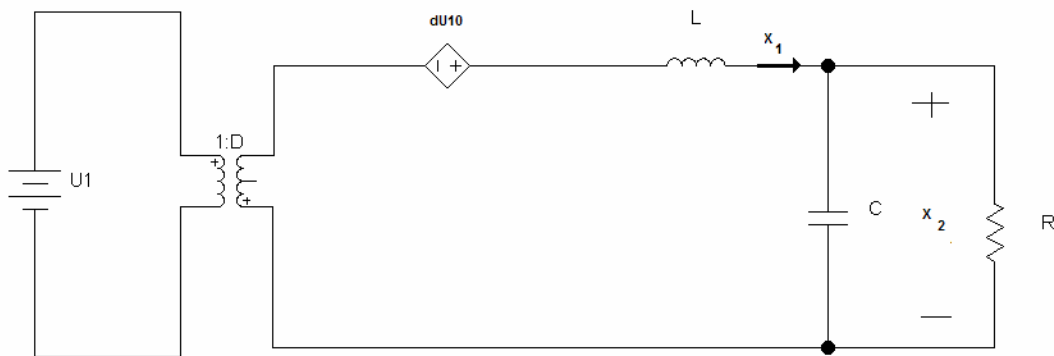


Figura 5.2.1.1.2 Modelo de un circuito linealizado con transformador en la entrada para un convertidor reductor ideal

El filtro EMI de entrada, consiste de una inductancia de filtro EMI, L1 y de capacitancia de filtro EMI C1. Por simplicidad, la inductancia efectiva total de la fuente U1, es modelada como una resistencia efectiva RS.

La resistencia efectiva RS, consiste de una impedancia de fuente y la resistencia serie de un inductor de filtro EMI en la entrada. En general los valores, para L1 y C1, son más que suficientes, para dominar la impedancia reactiva de la fuente. La impedancia de salida del filtro EMI de segundo orden, está dada por :

$$Z_{EMI} = \frac{R_s + j\omega L_1}{(1 - \omega^2 C_1 L_1) + j\omega R_s C_1} \quad (15)$$

Al escoger L1 y C1 lo suficientemente grandes, las señales de interferencia en las frecuencias de interrupción y sus altos armónicos del convertidor interruptor pueden ser atenuadas adecuadamente. La estabilidad en lazo cerrado de un convertidor interruptor con un filtro de entrada EMI, puede ser hallado, al comparar la impedancia de salida del filtro de entrada EMI de la resistencia de entrada del convertidor interruptor. Para una resistencia de carga dada, RL, el ajuste del controlador del ciclo de trabajo, mantienen un voltaje de salida constante, y de ahí, una potencia de salida constante. Entonces si el voltaje de entrada aumenta, la corriente de entrada debe disminuir a una proporción constante en la potencia de entrada. Consecuentemente, los convertidores interruptores de lazo cerrado, presentan una impedancia de entrada negativa. La impedancia en el lado del secundario del convertidor reductor es :

$$Z_b = RL // \frac{1}{j\omega C_o} + j\omega L_o + R_e \quad (16)$$

Donde Re es resistencia efectiva que cuenta para la resistencia en serie en el inductor como filtro en la salida y otros componentes, y a una modulación de resistencia que surge de la modulación del transistor de interrupción en el tiempo de almacenaje.

Eso es una función complicada de estas componentes resistivas y también al ciclo de trabajo. De la figura 01, la impedancia de entrada a lazo cerrado del convertidor reductor es la impedancia negativa de la efectividad del lado del secundario del transformador, reflejada a través del DC de su entrada a bajas frecuencias. La impedancia de entrada del convertidor reductor es :

$$Z_{in} = -\frac{[R_L // (1/j\omega C_o) + j\omega L_o + R_e]}{D^2} \quad (17)$$

o

$$Z_{in} = -\frac{1}{D^2} \left(\left[\frac{R_L}{1 + (\omega R_L C_o)^2} + R_e \right] + j\omega \left[L_o - \frac{R_L^2 C_o}{1 + (\omega R_L C_o)^2} \right] \right) \quad (18)$$

Donde D es el ciclo de trabajo del convertidor reductor. A bajas frecuencias, la impedancia de entrada es denominada por la resistencia de carga de salida RL, y está dada por :

$$Z_{in} = -\frac{(R_L + R_e)}{D^2} \quad (19)$$

En la frecuencia de resonancia de $1/2\pi\sqrt{L_o C_o}$, la impedancia de entrada es en su mínimo, y está dada por :

$$Z_{in} = -\frac{R_e}{D^2} \quad (20)$$

Por encima de la frecuencia de resonancia, la resistencia de entrada aumenta inductivamente como :

$$Z_{in} = -\frac{j\omega L}{D^2} \quad (21)$$

La impedancia de entrada, de un convertidor elevador vrs frecuencia, se caracteriza en que la impedancia de entrada, varía de una relación de R_e/D^2 , como un punto mínimo, hasta un punto máximo de $(R_L+R_e)/D^2$. Este valor pico se mantiene constante a una frecuencia de $1/2\pi RLC_o$ y decae a un valor mínimo de $1/2\pi\sqrt{LoCo}$ como una característica de los convertidores reductores, y posterior a una subida exponencial de $2\pi f_L/D^2$, en su valor absoluto de la impedancia de entrada. Entonces el filtro de entrada de un , para la impedancia de salida es una pequeña resistencia en DC a bajas frecuencias., pero en compañía de un filtro de frecuencia resonante, a su impedancia de salida, debe de ser muchas veces, asociada con resistencias óhmicas. [Ang and Oliva, 2005].

Entonces, de acuerdo con los criterios anteriores, de los filtros EMI, en la eliminación de frecuencias altas, se procedió a dimensionar los filtros paso bajos de segundo orden del tipo Butterworth, pues los convertidores para este tipo de regulador de CD-CD, se caracterizan por ser de segundo orden.

5.2.1.2 Respuesta de frecuencia de filtros EMI

En los filtros ideales, se considera por conveniencia, que tanto la entrada como la salida de estos filtros son voltajes. El filtro ideal separa su voltaje de entrada en dos partes. Una parte se deja pasar sin modificación a la salida; la otra se elimina. En otras palabras, la salida de un filtro, es una copia exacta de parte de la entrada del filtro.

A la frecuencia ω_c se le llama frecuencia de corte. La frecuencia de corte, separa el intervalo de frecuencias $\omega < \omega_c$, llamado la pasabanda, del intervalo de frecuencias $\omega > \omega_c$ llamado supresor de banda. Los componentes de la entrada cuyas frecuencias están en la pasabanda experimentan una ganancia unitaria y cero de desplazamiento de fase.

Estos términos se dejan pasar, sin modificación, a la salida del filtro. Los componentes de la entrada cuyas frecuencias están en la banda suprimida experimentan una ganancia igual a cero. Estos términos se eliminan o suprimen. Un filtro ideal separa su entrada en dos partes: los términos cuyas frecuencias están en la pasabanda y los términos en cuyas frecuencias se encuentran en la banda suprimida. La salida del filtro consta de los términos cuyas frecuencias están en la pasabanda.

TABLA 03 Denominadores de filtros pasabajas de Butterworth con una frecuencia de corte $\omega_c=1\text{rad/s}$

Orden	Denominador D(s)
1	$s + 1$
2	$s^2 + 1.414s + 1$
3	$(s + 1)(s^2 + s + 1)$
4	$(s^2 + 0.765s + 1)(s^2 + 1.848s + 1)$
5	$(s + 1)(s^2 + 0.618s + 1)(s^2 + 1.618s + 1)$

Las funciones de transferencia de los filtros **Butterworth** tienen respuestas en magnitud que se aproxima a la respuesta de frecuencia de un filtro ideal. Las funciones de transferencia pasabajas de Butterworth están dadas por :

$$H_L(s) = \frac{\pm 1}{D(s)} \quad (22)$$

El numerador de $H_L(s)$ puede elegirse +1 o bien -1. El polinomio D(s) depende de la frecuencia de corte y del orden del filtro. El orden de un filtro implica llegar a un término medio. Entre más alto sea el orden del filtro, mayor será la precisión con que la respuesta en frecuencia del filtro se aproximará a la respuesta en frecuencia de un filtro ideal : esto es bueno. Entre más alto sea el orden del filtro, más complicado será el circuito necesario para el mismo : esto no es bueno.

El siguiente ejemplo pone de manifiesto, como previo a los cálculos de los diferentes elementos RLC del filtro de segundo orden del tipo EMI en el manejo de parámetros en los dimensionados de filtros EMI es el siguiente ; **ejemplo**¹, se quiere determinar la función de transferencia de un filtro pasabajas Butterworth de tercer orden que tiene una frecuencia de corte igual $\omega_c=500\text{rad/s}$.

Con la ecuación 22 y la tabla 03, se obtienen un filtro Butterworth de tercer orden con una frecuencia de corte igual a 1rad/s.

$$H_n(s) = \frac{1}{(s+1)(s^2+s+1)} \quad (23)$$

Para ajustar la frecuencia de corte a $\omega_c=500\text{rad/s}$ se utiliza una técnica llamada escalación de frecuencia. Se realiza reemplazando cada s de $H_n(s)$ con $\frac{s}{\omega_c}$. Es decir,

$$H_n(s) = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_c} + 1\right) \left(\left(\frac{s}{\omega_c}\right)^2 + \frac{s}{\omega_c} + 1 \right)} \quad (24)$$

En este caso $\omega_c=500\text{rad/s}$, por lo que,

$$H_n(s) = \frac{1}{\left(\frac{s}{500} + 1\right) \left(\left(\frac{s}{500}\right)^2 + \frac{s}{500} + 1 \right)}$$

$$H(s) = \frac{500^3}{(s+500)(s^2+500s+500^2)}$$

¹ Tomado del libro "Dorf, Richard Circuitos Eléctricos, circuitos con filtros, 6ta edición, pag :727-728.

$$H(s) = \frac{125000000}{500000s + 1000s^2 + s^3 + 125000000}$$

$$H(s) = \frac{125000000}{(s + 500)(s^2 + 500s + 250000)}$$

Entonces H(s) es la función de transferencia de un filtro pasabajas Butterworth de tercer orden que tienen una frecuencia de corte igual a 500 rad/s.

Entonces los filtros EMI de segundo orden son importantes, porque proporcionan una aproximación de bajo costo de los filtros ideales. Su respuesta de frecuencia, está caracterizada por tres elementos : una ganancia k, la frecuencia de corte ω_0 , y el factor de calidad Q.

Un filtro pasabajos de segundo orden o EMI para el caso específico de éstos en las salidas del transformador trifásico, se caracterizan por tener una función de transferencia de la siguiente forma :

$$H_L(s) = \frac{k\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (25)$$

Cuando este circuito es estable, es decir cuando, $\omega_0 > 0$ y $Q > 0$, la función de red puede obtenerse haciendo $s = j\omega$.

$$H_L(\omega) = \frac{k\omega_0^2}{-\omega^2 + j\frac{\omega_0}{Q}\omega + \omega_0^2} \quad (26)$$

La ganancia del filtro está dada por :

$$|H_L(\omega)| = \frac{k\omega_0^2}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\omega\right)^2}} \quad (27)$$

$$|H_L(\omega)| \cong \begin{cases} k & \omega \ll \omega_0 \\ 0 & \omega \gg \omega_0 \end{cases} \quad (28)$$

Cuando $K=1$, esta respuesta en frecuencia se aproxima a la respuesta en frecuencia de un filtro pasabajas ideal con una frecuencia de corte $\omega_c = \omega_0$. Cuando $k \neq 1$, el filtro pasabajas se aproxima a un filtro pasabajas ideal junto con un amplificador que tiene una ganancia igual a k . El factor de calidad Q , controla la forma de la respuesta en frecuencia durante la transición de la pasabanda a la banda suprimida. Una aproximación de Butterworth del filtro pasabajas ideal se obtienen eligiendo $Q=0.707$. Para los filtros EMI de segundo orden como filtros pasabajas, se consideran como circuitos RLC, de acuerdo a la siguiente configuración en PSpice, según la figura 5.2.1.2.1.

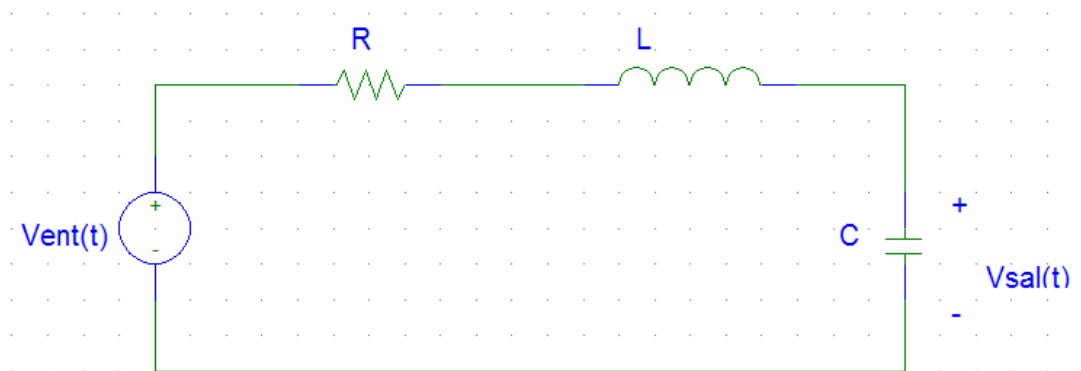


Figura 5.2.1.2.1 : Circuito RLC de segundo orden como un pasabajas

La función de transferencia de este circuito es :

$$H(s) = \frac{1}{LC} \frac{1}{s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC}} \quad (29)$$

La frecuencia de corte del filtro está dada por :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (30)$$

Comparación de los coeficientes del operador s en los denominadores para ver que :

$$\frac{\omega_0}{Q} = \frac{R}{L} \quad (31)$$

Al despejar Q en estas dos ecuaciones se obtiene :

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (32)$$

Por último al comparar los numeradores se obtiene :

$$k\omega_0^2 = \frac{1}{LC} \quad (33)$$

De donde la ganancia en ω_0 es, esto es :

$$k = 1$$

Uno de los filtros más populares, de segundo orden son los Sallen-Key, los cuales se caracterizan por tener $\omega_0 = 1/RC$, $Q = 1/(3-A)$ y $k = A$.

Entonces, utilizando PSpice, este se caracteriza por ofrecer una manera conveniente de verificar que un circuito de filtro tiene en realidad la función de transferencia correcta. Un método para probar la diseño del circuito, es probando, el circuito de segundo orden tipo Sallen-Key, que cumpla la siguiente función de transferencia :

$$H(s) = \frac{1}{s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC}} \quad (34)$$

Debemos de acordarnos de que las impedancias tanto capacitivas, como inductivas, se definen como :

$$Z_c = \frac{1}{j\omega C} \text{ donde } \omega = 2\pi f \quad (35)$$

$$Z_L = j\omega L \text{ donde } \omega = 2\pi f \quad (36)$$

De acuerdo a la ecuación 35, la impedancia de un condensador, su frecuencia se encuentra en el denominador, como lo que a valores muy bajos de frecuencia proximas a cero, la impedancia tiende a ser infinita. Por lo que el caso opuesto, al aumentar la frecuencia, disminuye la impedancia. Teniendo en cuenta esto, y fijándonos en el circuito a frecuencias bajas (alta impedancia del condensador), casi toda la tensión caerá en el condensador o, lo que es lo mismo, en el nodo "OUT" existirá prácticamente la misma tensión que proporciona la fuente de alimentación. Al aumentar la frecuencia (baja la impedancia del condensador), caerá menos tensión en el condensador, hasta convertirse casi en un corto para frecuencias muy altas y, por lo tanto, la salida tiende a cero voltios.

Entonces los parámetros que se determinan para los parámetros de su dimensionamiento, son : $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, $Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$ y $k=1$.

Como se cuenta con tres incógnitas, la solución no es única. Una manera de proceder, es elegir un valor conveniente para uno de los elementos del circuito, por ejemplo $C=10\mu\text{F}$, y después calcular los valores resultantes de los otros elementos del circuito. Además para los Butterworth de segundo orden $Q=1/\sqrt{2}=0.707$. La frecuencia de quiebre es igual a la frecuencia de corte, es decir ;

$$\omega_0 = \omega_c = 2\pi f = 2\pi(60\text{Hz}) = 377\text{rad/s}$$

Entonces, para adecuar el filtro EMI a la salida de cada una de las líneas del transformador trifásico, se usan las siguientes ecuaciones :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 377\text{rad/s}$$

y

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Entonces despejando L de $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, se llega a que :

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C} = \frac{1}{(377)^2 10\mu\text{F}} = 0.7036\text{H}$$

Por lo que la resistencia da :

$$R = \sqrt{\frac{2L}{C}} = \sqrt{\frac{2(0.7036\text{H})}{10\mu\text{F}}} = 375\Omega$$

Simulando el filtro pasabajos con estos datos se llega a que :

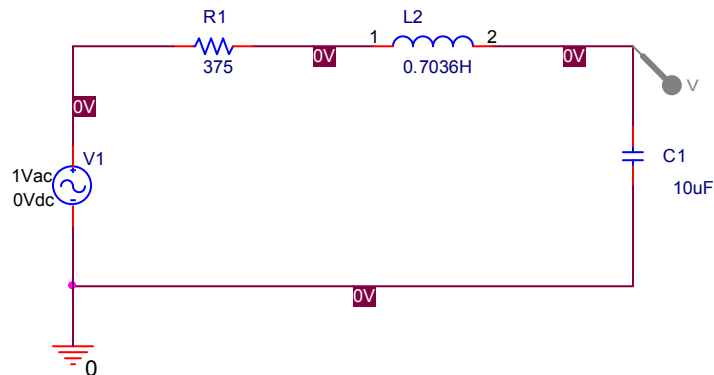


Figura 08 : Filtro pasa bajos circuito esquemático dimensionado

5.2.3 MODULO 03 : Rectificador Trifásico No Controlado

El tercer módulo corresponde al filtro Rectificador trifásico no controlado, como se aprecia en la figura 4.1.1, en la cual se retoma una parte de ella, como se puede observar en la figura 5.2.3.1.

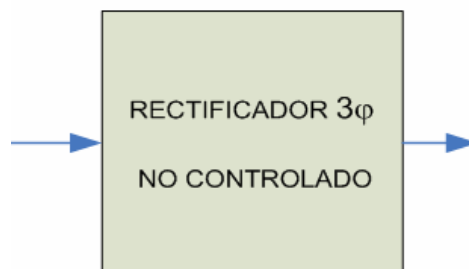


Figura 5.2.3.1 Módulo correspondiente al rectificador trifásico no controlado

Es importante señalar, que los rectificadores son circuitos que convierten una señal de ca a una señal de cd unidireccionalmente. Dependiendo de la clase de suministro en la entrada, pueden ser de dos tipos, monofásicos y trifásicos, que para este caso es del tipo trifásico.

Este tipo de rectificadores trifásicos en puente de onda completa, pueden operar con o sin transformador, y producen rizados de seis pulsos en el voltaje de salida. Para este caso, si se utiliza un transformador trifásico en la entrada del rectificador, proveniente de un devanado en estrella, como se puede corroborar en al tabla 02, de los datos de placa del transformador trifásico.

Los diodos se enumeran en el orden de las secuencias de conducción y cada uno conduce 120°. La secuencia de conducción para los diodos es de D1-D2, D3-D2, D3-D4, D5-D6 y D1-D6. El par de diodos entre el par de líneas de alimentación que tiene el mayor voltaje instantáneo de línea a línea es el que conduce. El voltaje de línea a línea es $\sqrt{3}$ veces el voltaje de la fase, para una fuente trifásica conectada en Y. Si V_m es el valor pico del voltaje de fase, los voltajes instantáneos de fase, se pueden describir como :

$$v_{an} = V_m \text{sen}(\omega t) \text{ V} \quad (37)$$

$$v_{bn} = V_m \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \text{ V} \quad (38)$$

$$v_{cn} = V_m \text{sen}(\omega t - 240^\circ) \text{ V} \quad (39)$$

Ya que el voltaje de línea a línea esta 30° adelantado del voltaje de fase, los voltajes instantáneos de línea a línea se describir como :

$$v_{ab} = \sqrt{3}V_m \text{sen}(\omega t + 30^\circ) \quad (40)$$

$$v_{bc} = \sqrt{3}V_m \text{sen}(\omega t - 90^\circ) \quad (41)$$

$$v_{ca} = \sqrt{3}V_m \text{sen}(\omega t - 210^\circ) \quad (42)$$

El voltaje de salida promedio se determina como :

$$V_{cd} = \frac{2}{2\pi/6} \int_0^{\pi/6} \sqrt{3}V_m \cos \omega t d(\omega t) = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m = 1.654V_m \quad (43)$$

Donde V_m es el valor pico de la fase. El voltaje rms de la salida es :

$$V_{rms} = 1.6554V_m \quad (44)$$

Como el rectificador trifásico tienen una carga del tipo RL, es decir , un motor síncrono, hace que el voltaje de línea a línea sea para la primer fase de :

$$v_{ab} = \sqrt{2}V_{ab} \text{sen} \omega t \quad \text{para} \quad \frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3} \quad (45)$$

Donde V_{ab} es el voltaje rms de entrada, de línea a línea.

Entonces un puente rectificador trifásico de onda completa en PSpice se puede apreciar en la figura 5.2.3.2. Donde la carga RL representa el motor síncrono. Es importante señalar que el valor de resistencia y de la inductancia de este motor síncrono se pueden apreciar sus características de placa en la tabla 04. Además es importante recordar que la máquina síncrona, se debe de accionar a una velocidad constante, la razón es que la frecuencia del voltaje generado, que es la de la red eléctrica que alimenta, está directamente relacionada con la velocidad, por lo tanto, la velocidad mecánica del generador se debe de sincronizar con la frecuencia eléctrica., por lo que en los generadores prácticos, los devanados en los cuales son inducidos, es decir, el devanado de armadura, están colocados en el estator, el circuito del campo está sobre el estador. **[Harper,Enríquez, 2005]**.

Es importante que cuando nos referimos al devanado de armadura, nos referimos a la armadura estacionaria (estator), y el devanado de campo o arreglo de campo giratorio (bobina del rotor).

Las bobinas del campo llevan poca corriente, comparativamente con las bobinas de armadura y, por lo tanto, las conexiones eléctricas rotativas son menores. La parte rotatoria de la máquina síncrona, es normalmente construida de dos formas : con polos salientes, o de rotor cilíndrico o plano. Entonces el motor síncrono con que cuenta la planta de cemento de Holcim, en el área de molinos, específicamente el molino 03, es del tipo de polos salientes, lo que significa, que la máquina con rotor de polos salientes tiene alimentación de CD, con el objetivo de producir el campo magnético. En la figura 5.2.3.2 se puee apreciar el diseño básico del estator, y en la figura 5.3.2.3, se aprecia el diagrama básico del rotor del motor síncrono correspondiente al molino 03, así como la figura 5.2.3.4.

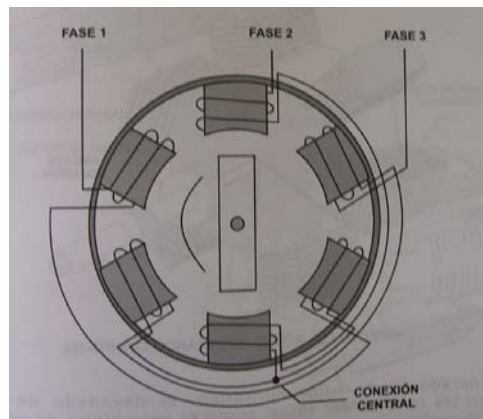


Figura 5.2.3.2 Diagrama básico de una máquina síncrona para el estator

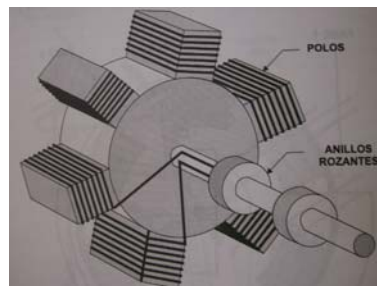


Figura 5.2.3.3 Diagrama básico de una máquina síncrona para el rotor

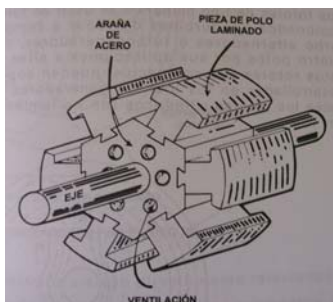


Figura 5.2.3.4 Diagrama básico de una máquina síncrona para el rotor de polos salientes.

Como se había mencionado antes, la velocidad de rotación de la máquina síncrona está ligada a la frecuencia de la fuente de alimentación, y debido a que esta frecuencia es fija, la velocidad del motor permanece constante en forma independiente de la carga.

TABLA 04 Características eléctricas de placa del motor síncrono del molino 03

AEG	ASL	4000/14R	---
C.trif.Mot	No 264/106	---	---
Δ 4160V	246A	---	---
Potencia	1500KW	2040 cv	$\cos\phi = 0.9$
Velocidad	514rpm	---	F=60Hz
Exc	500/20 V	600/1680A	---
Cl de crisl	B	P33R	---
VDE	530/59	Refrig..ind	5,5 cm ³ / s

Entonces la aplicación industrial de este motor síncrono en Holcim, es la de hacer girar un molino de bolas, como se ilustró en la figura 1.3 del capítulo 01. Además los motores síncronos están dentro del rango de potencias de 200HP (150KW) a 20 000 HP (10MW) y giran a velocidades en el rango de 150 a 1800 rpm, y comparada esta información con la tabla 01, vemos que la velocidad reportada por la placa es de 514 rpm, con una potencia de 1500 KW, unos 2000 HP.

El rotor de este motor síncrono, tiene un grupo de polos salientes, como se puede apreciar en la figura 5.2.3.4, que se excitan con corriente directa, bobinas de excitación están conectadas en serie a dos anillos rozantes, y la corriente directa se alimenta a los devanados desde un sistema de excitación externo.

Es importante ver el diagrama con las partes principales de este motor síncrono, como se ve en la figura 5.2.3.5.

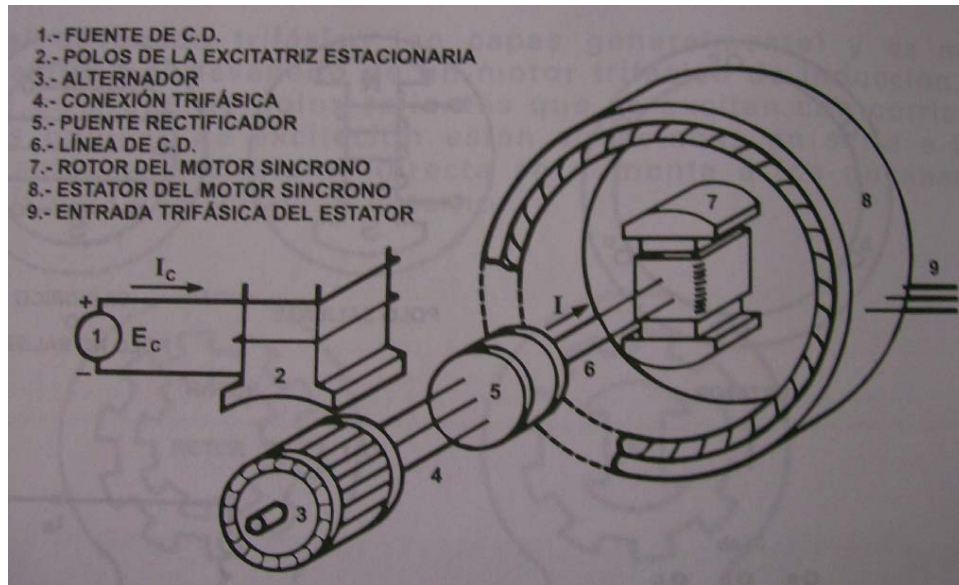


Figura 5.2.3.5 Diagrama básico de un motor síncrono mostrando sus diferentes partes como motor.

Entonces el sistema planteado, de la figura anterior y basado en el sistema de conversión de CD-CD reductor, propuesto para el molino tres, apunta a que la corriente I_x proveniente del rectificador, se alimenta directamente a los devanados de los polos salientes, sin pasar a través de las escobillas y anillos rozantes. Entonces aquí es donde entra a aorticipar el Chopper o convertidor de CD-CD, por medio de la implementación de un PWM, que controle una pequeña corriente de excitación I_c , como se aprecia en la figura 5.2.3.5, que circula en el devanado estacionario de la excitatriz. Es fundamental el tomar en cuenta, que el estator y el rotor de este motor síncrono tienen el mismo número de polos, y cuya velocidad de sincronía se determina por medio de la ecuación 46.

$$N_s = \frac{120f}{P} \quad (46)$$

Donde : N_s es la velocidad de sincronía en RPM, f la frecuencia de alimentación en (Hz), y P es el número de polos.

Entonces el número de polos para este motor síncrono en particular es de $P = 120 \times 60 / 514 = 14$, lo que significa que este motor tiene, 7 polos norte y 7 polos sur.

En cuanto al arranque del motor síncrono, el rotor se equipa con un devanado de jaula de ardilla, de modo que pueda arrancar como un motor de inducción, pues éste no tiene disponible un convertidor de frecuencias, así el estator se conecta a una línea trifásica, entonces el motor se acelera hasta que alcanza una velocidad ligeramente menor, que la velocidad de sincronía.

La excitación en CD se suprime durante este periodo de arranque. En la figura 5.2.3.6, podemos apreciar la alimentación en CD, para el rotor del motor.

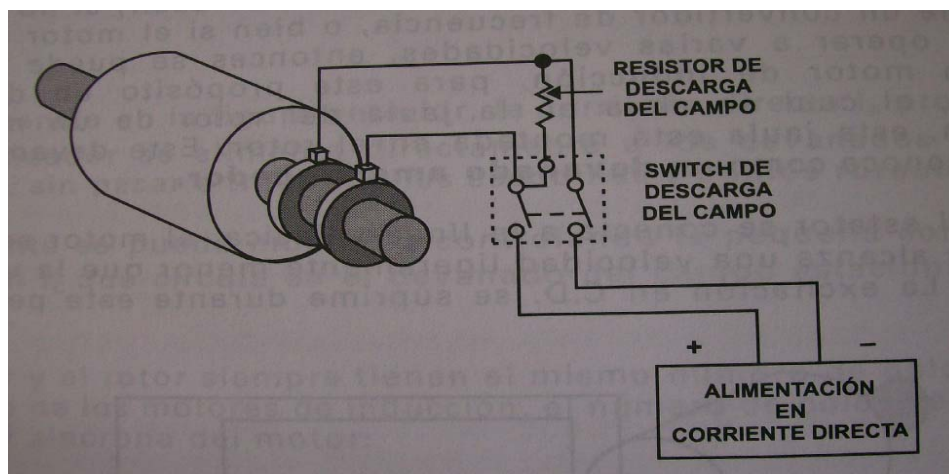


Figura 5.2.3.6 Alimentación en CD al rotor del motor

5.2.3.1 Simulación en PSpice de la carga del motor síncrono

Partimos primero que el circuito equivalente para la carga de este rectificador trifásico de onda completa, utilizado en la simulación del sistema de conversión de CD-CD, partió del siguiente circuito, como se aprecia en la figura 5.2.3.1.1.

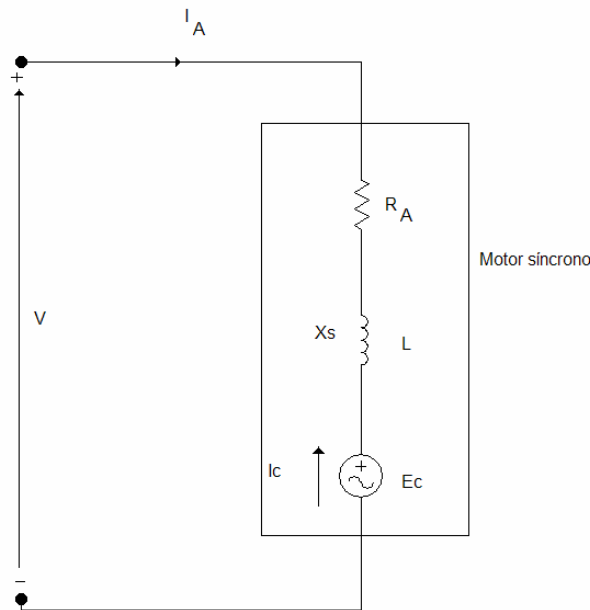


Figura 5.2.3.1.1 Circuito equivalente del motor síncrono

Donde R_A es la resistencia de armadura, y X_s es la reactancia de sincronía. Debe señalarse que cuando el flujo ϕ creado por el rotor induce un voltaje E_o en el estator, el valor del flujo depende de la corriente de excitación en CD I_x , por lo tanto E_o varía con I_x . Además la corriente se atrasa 90° detrás de E_x , debido a que X_s es inductiva, entonces el motor absorbe potencia reactiva, y ésta se transforma totalmente en potencia mecánica. En la práctica, el voltaje de excitación E_o se ajusta para ser mayor o menor que el voltaje de alimentación E , su valor depende de la potencia de salida del motor y del valor deseado del factor de potencia. En la figura 5.2.3.1.2, se muestra en diagrama de bloques, del circuito equivalente de un motor síncrono mostrando una fase. [Harper, Enríquez, 2005].

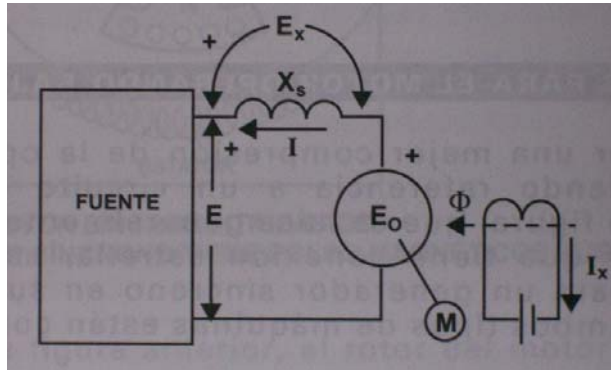


Figura 5.2.3.1.2 Diagrama en bloque del circuito equivalente de un motor síncrono mostrando una fase

Es importante ver que este motor síncrono es 2000HP, el cual es alimentado en el estator a 4160V, con una velocidad de 514rpm trifásico, y conectado en delta, y se caracteriza por tener una resistencia de armadura de $R_A = 0.15\Omega$, con una reactancia síncrona $X_S = 2.0 / fase$, donde opera a plena carga, y con un factor de potencia de 0.9, según datos técnicos de placa. Entoces se realizan los siguientes cálculos para efectos de simulación : La impedancia de sincronía sería de $Z_s = 0.15 + j2\Omega = 2.0056 \angle 85.71^\circ$.

Entonces la corriente de armadura, suponiendo una eficiencia del 90%, implicaría que : $P_{ent} = HP \times 746 / \eta = 2000 \times 746 / 0.90 = 1.66 MW$, además se debe de tomar en cuenta que el voltaje de fase (Vt) a neutro en una conexión en delta implica que la tensión de fase sea igual a la tención de línea, de modo que la corriente de armadura sería de $I_A = (P_{ent} / 3) / V_t = (1.66 MW / 3) / 4160 = 133.012 A$ como mínima, y la reportada por el fabricante, como máximo para efectos de trabajo a aciaga plena de 600A.

Entonces la corriente de línea $I_L = \sqrt{3}I_A = \sqrt{3} \times 133.012 = 230.40A$, entonces de los datos de tabla, se considera un $FP = 0.9 = \cos \theta \Rightarrow \theta = \cos^{-1} 0.9 \approx 25.84^\circ$ en adelante. Entonces el circuito utilizado en PSpice se muestra en la figura 5.2.3.1.3. Entonces el valor de la bobina de la X_s , es $L_s = X_s / \omega = 2.0 / 377 = 5.30mH$.

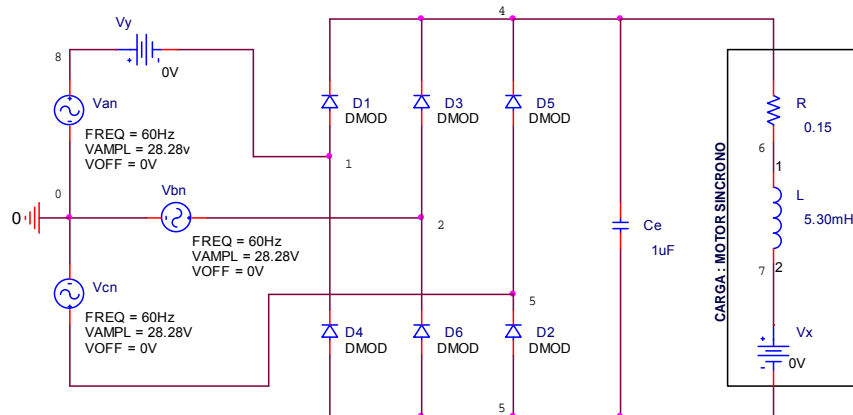


Figura 5.2.3.1.3 Circuito rectificador trifásico no controlado en puente con carga RL (Motor síncrono).

5.2.4 MODULO 04 : Convertidor de CD-CD (Copper)

El cuarto módulo corresponde al convertidor de CD-CD reductor, como se aprecia en la figura 4.1.1, en la cual se retoma una parte de ella, como se puede observar en la figura 5.2.4.1.

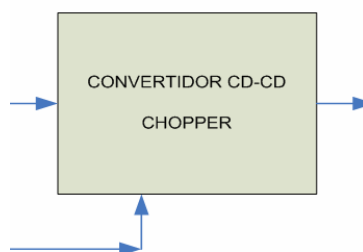


Figura 5.2.4.1 Módulo correspondiente al convertidor de CD-CD

Es importante señalar que los convertidores de CD-CD, en la aplicación a este proyecto, hizo que se establecieran una serie de parámetros, para su simulación en PSpice, principalmente, partiendo del hecho, de una implementación o técnica de PWM, para el control de corriente de CD a la carga, que para este caso es un motor síncrono.

En la figura 5.2.4.1.1 se muestra un Convertidor simple dc-dc, con el fin de ilustrar su concepto, por medio de valores de corriente y resistencia



Figura 5.2.4.1.1 : Construcción simple de un convertidor de cd-cd de 500W

Los textos de circuitos describen un método para una baja eficiencia, para realizar la siguiente función : en la gráfica 5.2.4.1.1, se muestra un circuito divisor de voltaje, entonces un convertidor de cd-cd, consiste simplemente de una resistencia variable, quien su valor es ajustado tal que el voltaje de salida sea obtenido.

La corriente de carga fluye a través de la resistencia variable. Para un voltaje especificado y niveles de corriente, la potencia de pérdidas P_{loss} disipada en el resistor variable, es igual a la potencia de carga $P_{out} = 500W$. La fuente V_g supe de potencia de entrada $P_{ent} = 1000W$. **[Erickson, Robert,2001]**.

$$V_g = 100V$$

CONVERTIDOR
CD-CD DE 500W

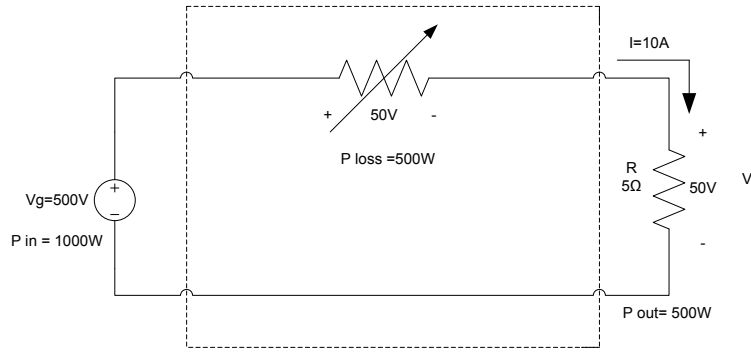


Figura 5.2.4.1.2: Cambio del voltaje de cd por medio de un divisor de voltaje

Como se aprecia en la figura 5.2.4.1.2, se utiliza una resistencia variable, precisamente para variar los valores de corriente, y así obtener el valor de voltaje a la salida requerido. Pero si observamos la figura 03, ilustra una manera más práctica de variar la corriente, conocida como regulador lineal de paso serial (linear series-pass regulador). El resistor variable de la figura 5.2.4.1.2 es reemplazado por un transistor de potencia de modo lineal, quien su corriente de base es controlada por un sistema retroalimentado tal que el voltaje de la salida requerido es obtenido. La potencia disipada por el transistor de potencia de modo lineal es aproximadamente la misma, como los 500W de pérdida del resistor variable de la figura 5.2.4.1.1.

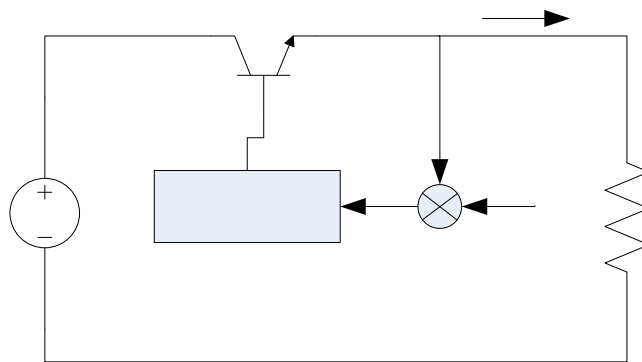


Figura 5.2.4.1.3: Cambio del voltaje de cd por medio de un regulador lineal de paso serial.

Los reguladores lineales de paso serial generalmente se hallan en aplicaciones modernas solo en niveles de baja potencia, es decir de unos pocos watts. Otra vista, es la que nos ilustra la figura 5.2.4.1.4, el cual se trata de un interruptor simple de doble tiro (single-pole double-throw SPDT), el cual es conectado como se muestra en la figura 04. El voltaje de salida del interruptor $v_s(t)$ es igual al voltaje de entrada del convertidor V_g , cuando el interruptor está en la posición 1, y es igual a cero cuando está en la posición 2.

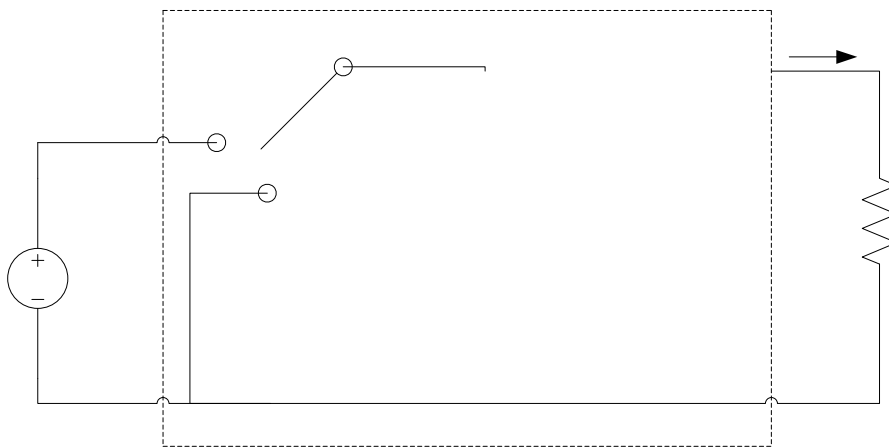


Figura 5.2.4.1.4: Inserción de un interruptor SPDT el cual cambia la componente de dc del voltaje

La posición del interruptor es periódicamente variada, como se puede observar en la figura 5.2.4.1.5, tal que $v_s(t)$, es una forma de onda rectangular teniendo frecuencia f_s y periodo $T = 1/f_s$. El ciclo de trabajo D es definido, como la fracción de tiempo, la cual es ocupada por la posición 1, de ahí que $0 \leq D \leq 1$.

En la práctica el interruptor SPDT es realizado usando un dispositivo semiconductor de modo interruptor, los cuales son controlados, tal que la función del interruptor SPDT es alcanzada.

$$V_g = 100V$$

$V_s(t)$

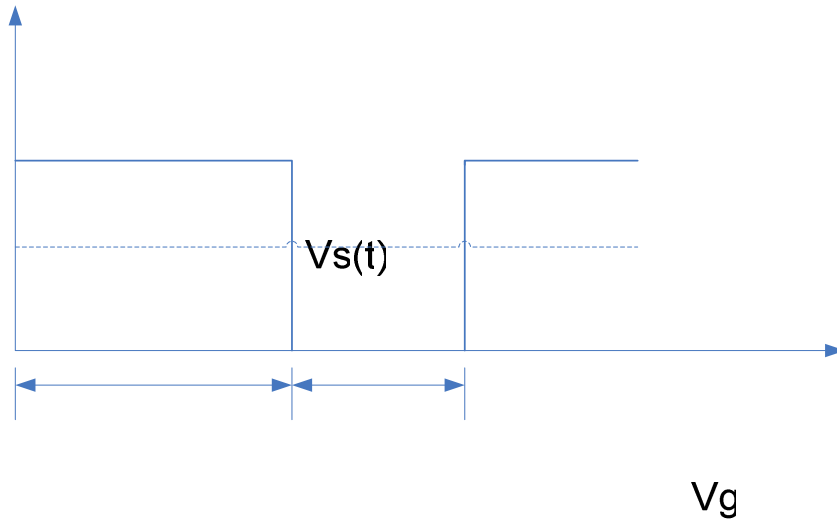


Figura 5.2.4.1.5: Forma de onda de salida del interruptor

Los cambios del interruptor de la componente de dc de voltaje. Recordar que de el análisis de Fourier de la componente de dc de una forma de onda periódica es igual a su valor promedio, de ahí que la componente de dc es :

$$V_s = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_s(t) dt = DV_s \quad (47)$$

Entonces los cambios de voltaje de cd, por un factor igual al ciclo de trabajo D . Para convertir el voltaje de entrada $V_g = 100$ V dentro del voltaje de salida deseado de $V = 50$ V, un ciclo de trabajo requerido es $D=0.5$.

De nuevo la potencia disipada por el interruptor ideal es cero. Cuando los contactos del interruptor están cerrados, entonces su voltaje e cero, y de ahí la potencia de disipación es cero. Cuando los contactos del interruptor están abiertos, entonces la corriente es cero y de nuevo la potencia de disipación es cero. Por lo que sucede un cambio en la componente de dc, usando un dispositivo que es idealmente de menos pérdida.

En suma, la componente de dc V_s deseada, en cuando a la forma de onda de salida $v_s(t)$, también contiene armónicas indeseables de la frecuencia de interrupción. En muchas aplicaciones estas armónicas deben de ser removidas, tal que el voltaje de salida $v(t)$ es esencialmente igual a la componente de dc $V=V_s$. Un filtro pasa bajas, se puede emplear para estos propósitos. En la figura 5.2.4.1.6, se ilustra la introducción de un filtro pasa bajas LC. Si el filtro de frecuencia f_0 , suficientemente menos que la frecuencia de interrupción f_s , entonces el filtro pasa solamente la componente de cd de $v_s(t)$. Al grado que los elementos del interruptor, inductor y capacitor son ideales, la eficiencia de este convertidor puede acercarse al 100%.

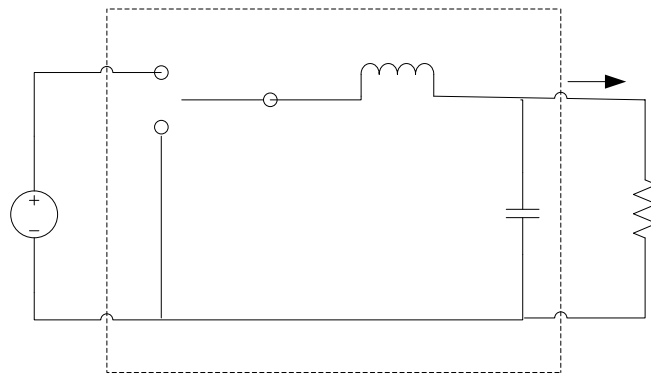
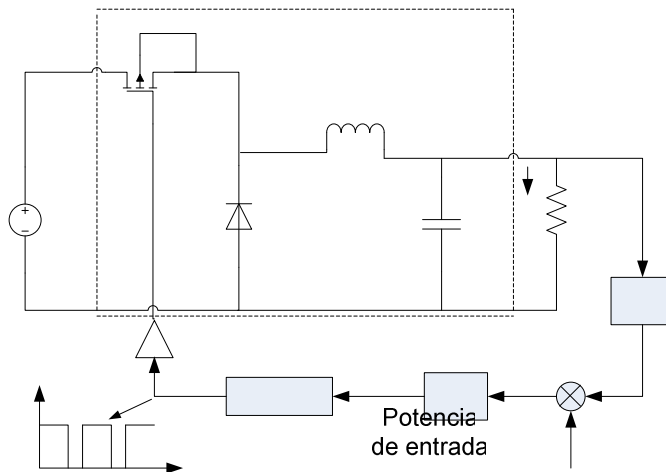


Figura 5.2.4.1.6: Adición de un filtro LC para remover las armónicas de la frecuencia del interruptor.

En la figura 5.2.4.1.7, se muestra un sistema de control introducido, para la regulación del voltaje de salida. Ya que el voltaje de salida es una función del interruptor del ciclo de trabajo, un sistema de control puede ser construido, que varios de los ciclos de trabajo causan al voltaje de salida para seguir una referencia dada. También se ilustra un camino típico, en la cual el interruptor SPDT es realizado usando una unidad semiconductor de modo de interrupción. El estado del convertidor de potencia se desarrollo en la figura 5.2.4.1.4, y en la figura 5.2.4.1.7 es llamada convertidor reductor (buck converter), porque reduce el voltaje cd.



Convertidor interrupto

Figura 5.2.4.1.7: Adición de un sistema de control para regular el voltaje de salida

Los convertidores pueden ser construidos para que realicen otras funciones de procesamiento de potencia. Por ejemplo en la figura 5.2.4.1.8, se ilustra un circuito conocido como convertidor elevador (boost converter), en la cual las posiciones del inductor y del interruptor SPDT son intercambiados.

Este convertidor es capaz de producir voltajes de salida más grandes en magnitud que el voltaje de entrada. En general, ningún voltaje de entrada dado, puede ser convertido dentro de un voltaje de salida deseado, usando un convertidor que contiene dispositivos de interrupción insertados sin una red de elementos reactivos.

Dispositivo

$\phi(t)$

ϕ

Modulador Ancho pulso

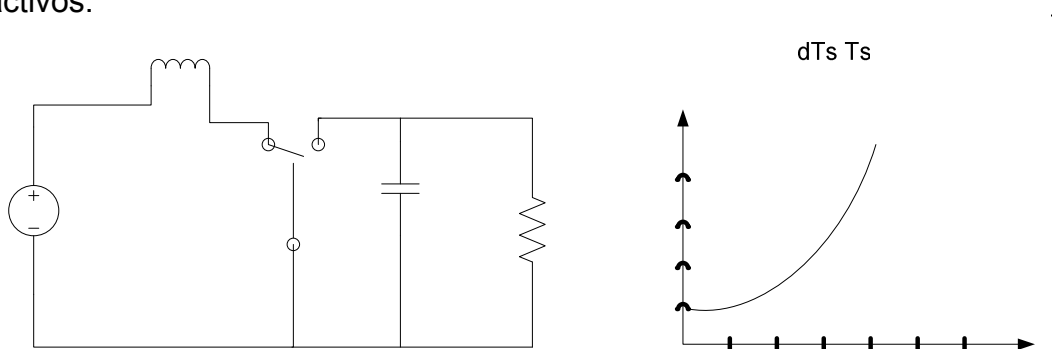


Figura 5.2.4.1.8: Convertidor elevador ideal y voltaje de salida V vs D

En la figura 5.2.4.1.9 se ilustra un circuito simple $dc-1\phi ac$, como se aprecia a continuación :

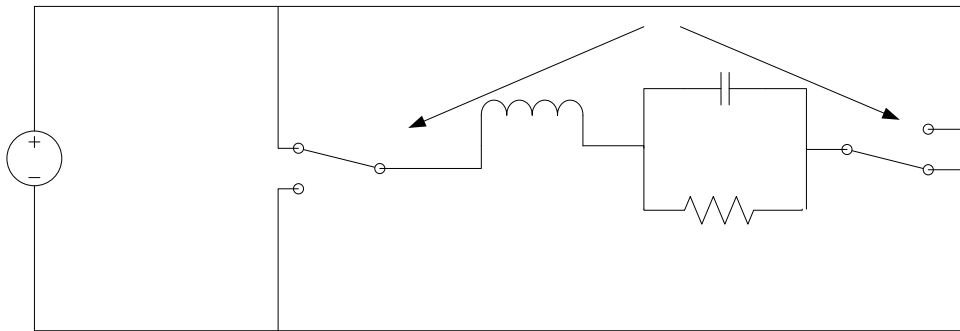


Figura 5.2.4.1.9 : Inversor tipo puente $dc-1\phi ac$, circuito ideal.

En la figura 5.2.4.1.10, se observa el ciclo de trabajo de interrupción modulada senoidalmente. Esto causa que el voltaje de salida $v_s(t)$ contenga una componente de frecuencia V_g senoidal baja. El filtro LC corta la frecuencia f_0 que es seleccionada para pasar las componentes bajas deseadas de $v_s(t)$, pero atenúa las armónicas de alta frecuencia por la interrupción. El modulador controla el ciclo de trabajo tal que la frecuencia de salida deseada y la magnitud del voltaje son obtenidos.

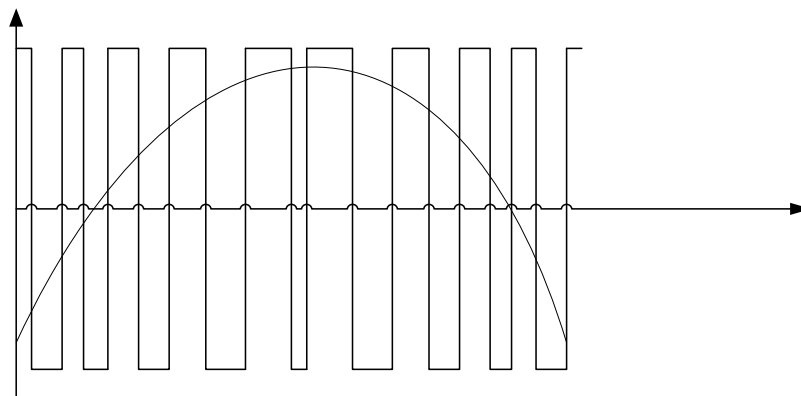


Figura 5.2.4.1.10 : Interrupción modulador típico de ancho de pulso y forma de onda y su componente de baja frecuencia

Entre las aplicaciones en electrónica de potencia de estos sistemas, se puede hablar de, "Los niveles de potencia encontrados para convertidores de interrupción de alta eficiencia", se ven así, "Menos de 1W, en convertidores de dc-dc dentro de un equipo portable de operación de baterías, "Para 10, 100 o miles de watts en suplidoras de potencia para computadoras y equipo de oficina" y " De KW a MW en dispositivos de velocidad de motores. ", también en aproximadamente 1000 MW en los rectificadores e inversores de dc que interfasan líneas de transmisión a ac co o utilidad en sistemas de potencia.

Entonces los convertidores de CD-CD reductores simulados en PSpice, utilizan una serie de parámetros específicos en sus interruptores periódicos, como es el caso de los MOSFETs e IGBT's, así como el PWM, en el control de la corriente en CD. En los convertidores de CD-CD, ambas entradas y salidas de voltaje son en CD. Eso usa un dispositivo semiconductor como interruptor para encender y apagar el suministro de CD a una carga. La acción de interrupción puede ser implementada por un BJT, un MOSFET o un IGBT. Un Convertidor de CD-CD con un solo interruptor es conocido como un Chopper de CD, como se aprecia en la figura 5.2.4.1.11.

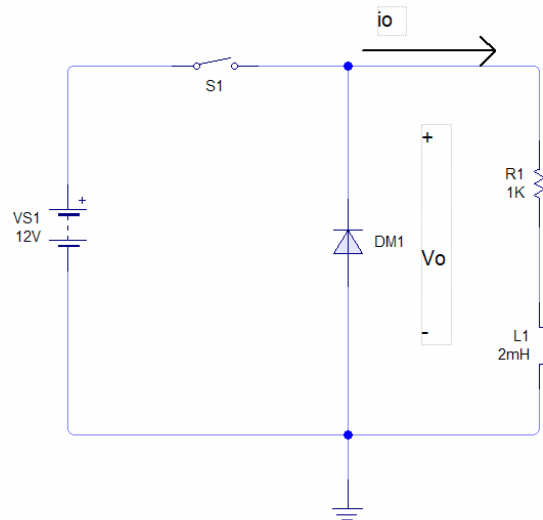


Figura 5.2.4.1.11 : Circuito interruptor chopper con Livewire

Entonces si el interruptor S1 se enciende, el voltaje de alimentación V_s es conectado a la carga. Si el interruptor es apagado, la corriente de la carga inductiva i_0 es forzada a fluir a través del diodo D_m . A este tipo de diodo en electrónica de potencia se le conoce como de rodamiento libre. El voltaje y la corriente de salida se muestran en la figura 5.2.4.1.12.

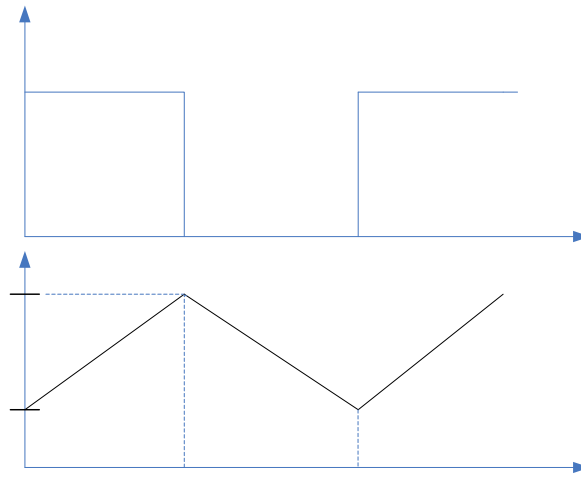


Figura 5.2.4.1.12 : Forma de onda del voltaje y corriente de salida V_o

Los parámetros del interruptor pueden ser ajustados al modelo de caída voltaje del chopper. Se utilizarán los parámetros de $R_{ON}=1M$, $V_{ROFF}=10E+6$, $V_{ON}=1V$ y $V_{OFF}=0V$, y los parámetros del diodo $I_S=2.22E-15$, $BV=1200V$, $C_{JO}=OF$, $TT=0$, los diodos parásitos son despreciadas; sin embargo ellas afectarán el comportamiento del transistor. Se procederá a implementar un chopper de disminución gradual con un interruptor de voltaje controlado. Este caso se ejemplifica en el siguiente ejemplo de la figura 5.2.4.1.13 :

i_o KT

I2

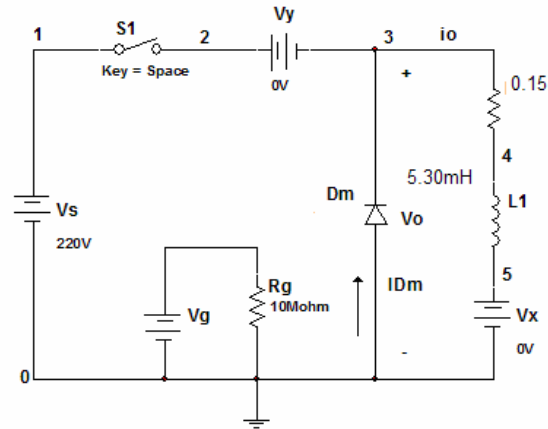


Figura 13 : Circuito de simulación con PSpice para un Chopper DC

Este interruptor Chopper DC, cuenta con un voltaje de entrada o de alimentación de $V_s = 24V$. La resistencia de carga es de 0.15Ω , y la inductancia de carga es de $L = 5.30mH$. La frecuencia de interrupción es de $f_o = 1kHz$, y el ciclo de trabajo es de $k = 50\%$. En la figura 5.2.4.1.14, se muestra el voltaje de control.

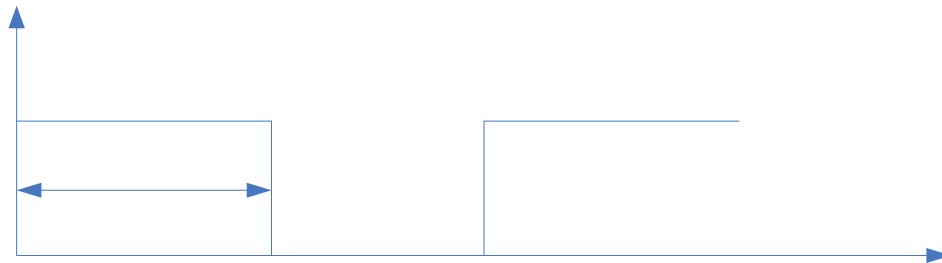


Figura 5.2.4.1.14 : Forma de onda en la compuerta de control (gate control)

En la simulación con PSpice se realizará :

- Trazado del voltaje de salida instantáneo v_o , corriente de carga i_o y la corriente del diodo i_{Dm} .
- Cálculo de los coeficientes de Fourier de la corriente de carga i_o .
- Cálculo de los coeficientes de Fourier de la corriente de entrada i_s .

Entonces entre los parámetros establecidos para este chopper de carácter genérico, implica que; voltaje de alimentación $V_S = 24V$, ciclo de trabajo $k = 0.50$ frecuencia de interrupción $f_o = 60Hz$, periodo de interrupción

$$T = \frac{1}{f_o} = \frac{1}{60Hz} = 16.67ms \text{ y } t_{ON} = k * T = 0.5 * 16.67ms = 8.335ms .$$

El circuito o diagrama se puede observar en la figura 5.2.4.1.15. Realizando una comparación con una señal triangular como señal de referencia V_{ref} con una señal portadora V_{cr} genera una forma de onda PWM o generador PWM. Este generador PWM es implementado como una jerarquía descendiente, como se muestra en la figura 5.2.4.1.16. Un dispositivo ABM2 que compara dos señales, de las dos señales producidas por una onda cuadrada de salida entre 0 y 1 V a la unidad de interrupción de control de voltaje. Variando el voltaje del ciclo de trabajo (V_{Duty_Cycle}), podemos variar el ciclo de trabajo del interruptor y el promedio del voltaje de salida.

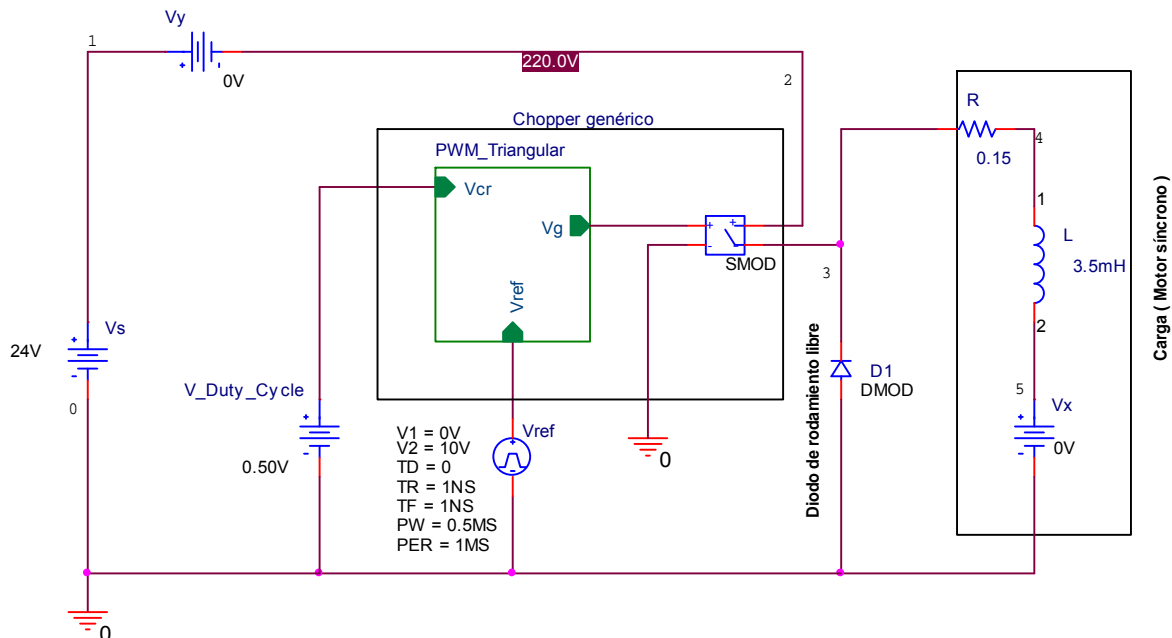


Figura 5.2.4.1.15 : Esquemático en PSpice para un chopper DC genérico

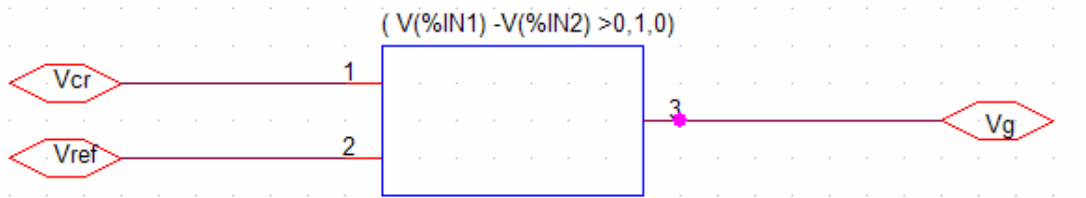


Figura 5.2.4.1.16 : Comparador de jerarquía descendiente

El modelo paramétrico para el interruptor y el diodo de rodamiento libre son los siguientes :

```
.MODEL SMD VSWITCH (RON=1M ROFF=10E6 VON=1V VOFF=0V )
.MODEL DMD D(IS=2.22E-15 BV=1200V CJO=1PF TT=0US )
```

En lo que respecta a los circuitos utilizados, tanto con el IGBT, así como el MOSFET, en una implementación con Chopper por medio del simulador PSpice, se muestran en la figura 5.2.4.1.17 y 5.2.4.1.18, y cuyos modelos de simulación en PSpice son el SMD y DMD, mencionados anteriormente,

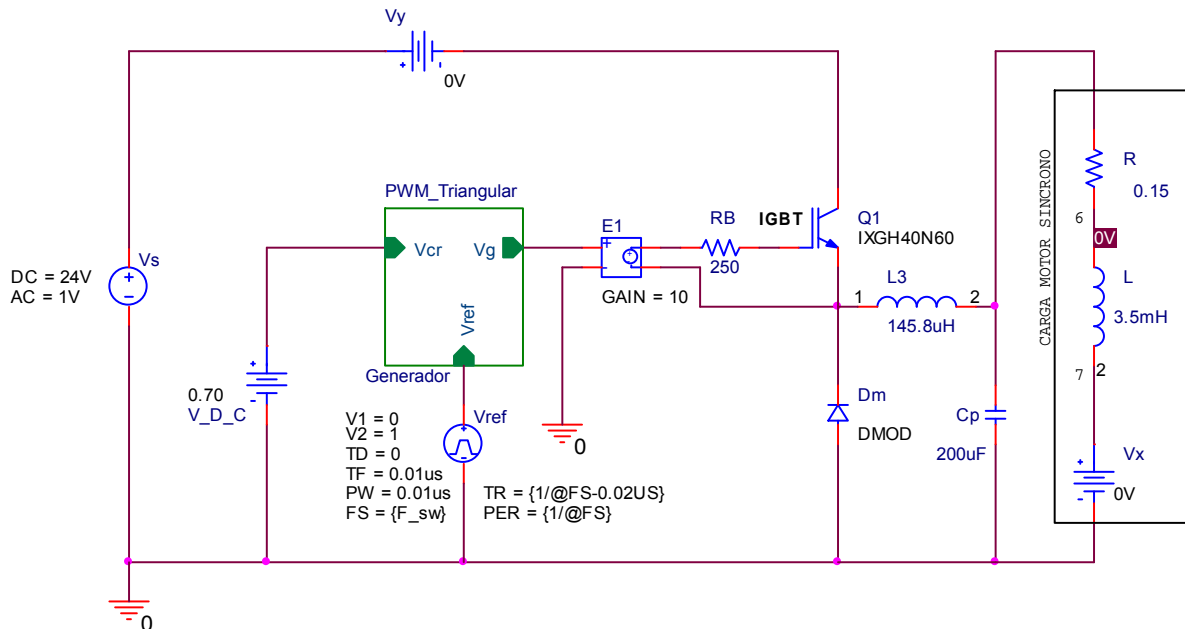


Figura 5.2.4.1.17 : Esquemático en PSpice para un chopper DC con IGBT

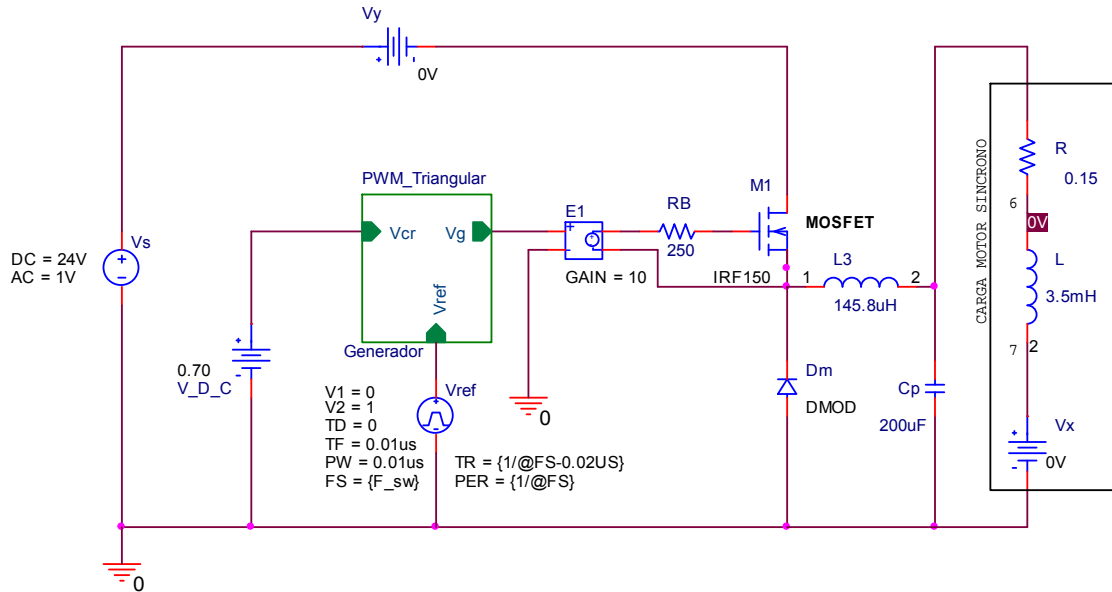


Figura 5.2.4.1.18 : Esquemático en PSpice para un chopper DC con MOSFET

También es importante señalar, los modelos PSpice, que se utilizaron para las diferentes simulaciones de los choppers con IGBTs y MOSFETs. El modelo PSpice de un MOSFET de canal-n es mostrado en la figura 5.2.4.1.19 El modelo estático DC, que es generado por PSpice, se muestra en la figura 5.2.4.1.20. Los parámetros para el modelo de una unidad MOSFET y los valores por defecto asignados por PSpice están dados en la tabla 05. El modelo de ecuaciones de los MOSFETs que son usados por PSpice son utilizados en está simulación.

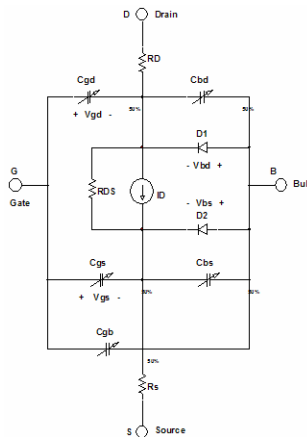


Figura 5.2.4.1.19 : Modelo en PSpice de un MOSFET de potencia

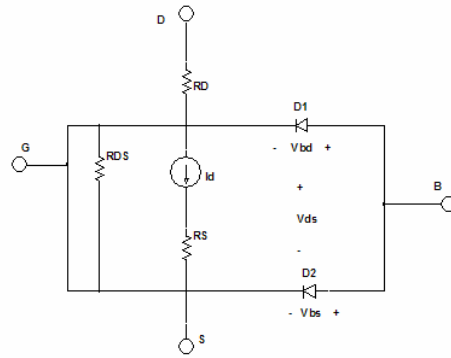


Figura 5.2.4.1.20 : Modelo DC del MOSFET

La declaración del modelo de canal-n de los MOSFETs tienen la siguiente forma :
.MODEL MNAME NMOS (P1=V1 P2=V2 P3=V3 ... PN=VN) y la declaración para los MOSFETs de canal p es :

.MODEL MNAME PMOS (P1=V1 P2=V2 P3=V3 ... PN=VN)

Donde MNAME es el nombre del modelo. Eso puede iniciar con algún carácter y su tamaño de palabra es normalmente limitado a ocho caracteres. NMOS y PMOS son los tipos de símbolos de canal-n y de canal-p de los MOSFETs respectivamente. P1,P2,... y V1,V2,... son los parámetros y sus valores respectivamente. L y W son la longitud y el ancho, respectivamente. AD y AS son las áreas de difusión del drenador y de la fuente. L es decrementado por dos veces LD la longitud de canal efectivo. W es decrementado por dos veces WD para obtener el ancho efectivo de canal. L y W pueden ser especificados sobre el dispositivo, el modelo, o de la declaración .OPTION. El valor del dispositivo sustituye el valor sobre el modelo, el cual sustituye el valor de la declaración .OPTION. AD y AS son las áreas de difusión del drenador y la fuente, PD y PS son los perímetros de difusión del drenador y de la fuente. Las corrientes de saturación drenador-masa y fuente-masa pueden ser especificadas cada una por JS, la cual es multiplicada por AD y AS, o por IS, la cual es un valor absoluto.

La capacitancia de agotamiento de tendencia cero puede ser especificada por CJ, la cual es multiplicada por AD y AS, y por CJSW, la cual es multiplicada por PD y PS. Alternativamente estas capacitancias, pueden ser ajustadas por CBD y CBS la cual son valores absolutos.

Un MOSFET es modelado como un MOSFET intrínseco con una resistencia óhmica en serie, con el drenador, fuente, compuerta y masa (sustrato). Hay también una resistencia de cambio de vía (RDS) en paralelo con el canal drenador-fuente. NRD y NRS, NRG y NRB son las resistividades relativas del drenador, la fuente, la compuerta, y el sustrato en escuadra.

Las resistencias parásitas (óhmicas) pueden ser especificadas por RSH, la cual es multiplicada por NRD, NRS, NRG, y NRB respectivamente; o alternativamente, el valor absoluto de RD, RS, RG, y RB que pueden ser especificadas directamente. PD y PS por defecto van a 0. NRD y NRS por defecto van a 1, y NRG y NRB, por defecto van a cero. Por defecto para L, W, AD y AS deben de ser ajustadas en la declaración .OPTIONS. Si AD o AS no son ajustadas, ellas también por defecto van a 0. Si L o W por defecto no son ajustadas, ellas por defecto van a 100 μ m.

Las características DC son definidas por los parámetros VTO, KP, LAMBDA, PHI y GAMMA., las cuales son computadas por PSpice utilizando los parámetros de procesos de fabricación NSUB, TOX, NSS, NFS, YPG, y etcétera. Los valores de VTO, KP, LAMBDA, PHI y GAMMA, las cuales son especificadas en la declaración del modelo, sustituye los valores calculados por PSpice basados en los parámetros de los procesos de fabricación. VTO es positivo para un tipo de realamiento de canal p de los MOSFETs y para el canal tipo-p de la zona de agotamiento de los MOSFETs.

PSpice incorpora tres modelos de dispositivos de MOSFETs. El parámetro LEVEL selecciona entre diferentes modelos para los MOSFETs intrínsecos. Si LEVEL =1, el modelo Shichman-Hodges es usado. Si LEVEL = 2, una versión avanzada del modelo Shichman-Hodges, el cual es un modelo analítico basado geoméricamente e incorporado a los efectos de segundo orden extensivos., es usado. Si LEVEL = 3, una versión modificada del modelo Shichman-Hodges, el cual es un modelo semi-empírico de corto canal, es usado.

El modelo LEVEL-1, el cual emplea pocos parámetros de prueba, da resultados aproximados. Sin embargo si es usado por una imprecisión rápida, estimada de la realización del circuito y es normalmente es adecuada para los análisis de los circuitos en electrónica de potencia.

El modelo LEVEL-2, el cual puede tomar en consideración varios parámetros como requisitos considerables, del tiempo del CPU para los cálculos y puede causar problemas de convergencia. El modelo LEVEL-3, introduce un error más pequeño que el modelo LEVEL-2, y el tiempo del CPU es aproximadamente menos de un 25%. El modelo LEVEL-3 es designado para MOSFETs con un canal corto. Los parámetros que afectan el comportamiento de interrupción de un BJT en aplicaciones de electrónica de potencia son : **L W VTO KP CGSO CGDO** El símbolo de un transistor de efecto de campo de silicón de óxido-metálico (MOSFET) es M. El nombre de un MOSFET debe de iniciar con M y toma la siguiente forma general : **M<nombre> ND NG NS NB MNAME**

+ [L=<valor] [W=<valor>] + [AD=<valor] [AS=<valor>]
 + [PD=<valor] [PS=<valor>] + [NRD=<valor] [NRS=<valor>]
 + [NRG=<valor] [NRB=<valor>]

Donde ND, NG, NS, y NB, son los nodos del drenador, la compuerta, la fuente, y la masa (o sustrato) respectivamente. MNAME es el nombre del modelo, y puede iniciar con algún carácter; su tamaño es normalmente limitado a ocho caracteres.

La corriente positiva, es la que fluye dentro de una terminal. Eso es, que la corriente fluye del nodo del drenador, a través del dispositivo, al nodo de la fuente para un MOSFET de canal n.

TABLA 05 : Parámetros del modelo de un MOSFET

Nombre	Modelo del parámetro	Unidad	Por defecto	Típico
LEVEL	Tipo de modelo (1,2 o 3)		1	
L	Canal de longitud	m	DEFL	
W	Canal de ancho	m	DEFW	
VTO	Voltaje umbral de tendencia cero	V	0	0.1
KP	Transconductancia	A/V^2	2E-5	2.5E-5
LAMBDA	Modulación de longitud de canal (LEVEL 1 o 2)	V^{-1}	0	0.02
GAMMA	Parámetro de masa umbral	$V^{1/2}$	0	0.35
PHI	Potencial de superficie	V	0.6	0.65
CJSW	Capacitancia/longitud de perímetro de tendencia cero en la junta de masa p-n	F/m	0	

Los parámetros de los MOSFETs, se pueden corroborar, por ejemplo utilizando para ello una hoja de datos para un MOSFET de canal-n del tipo IRF150, el cual es mostrado en la figura 5.2.4.1.21. El archivo de la librería de la versión para estudiantes que soporta este modelo MOSFET es el siguiente :

.MODEL IRF150 NMOS (TOX=100N PHI=0.6 KP=20.53U W=0.3 + L=2U VTO=2.831 RD=1.031M RDS=444.4K CBD=3.229N PB=0.8 MJ=0.5 + CGSO=9.027N CGDO=1.679N RG=13.89 IS=194E-18 N=1 TT=288N)

Sin embargo, serán generados con valores aproximados de algunos parámetros. De la hoja de datos, podemos obtener $I_{DSS} = 250\mu A$ a $V_{CS} = 0V, V_{DS} = 100V$. $V_{Th} = 2$ a $4V$. El significado geométrico, es : $V_{Th} = V_{TO} = \sqrt{2x4} = 2.83V$. La constante K_p puede ser hallada de :

$$I_D = K_p (V_{GS} - V_{Th})^2 \quad (48)$$

Para $I_D = I_{DSS} = 250\mu A$, y $V_{Th} = 2.83V$, la ecuación 1, da $K_p = 250\mu A / 2.83^2 = 31.2\mu A/V^2$. K_p es relacionado con la longitud de canal L y el ancho de canal W por :

$$K_p = \frac{\mu_a C_o}{2} \left(\frac{W}{L} \right) \quad (49)$$

donde C_o es la capacitancia por unidad de área de la capa de óxido, un valor típico para un MOSFET de potencia inicia con $3.5 \times 10^{-8} F/cm^2$, a una consistencia de $0.1\mu m$, y μ_a es la superficie movable de electrones, $600cm^2/(V \cdot sec)$.

El radio de W/L puede ser hallado como :

$$\frac{W}{L} = \frac{2K_p}{\mu_a C_o} = \frac{2 \times 31.2 \times 10^{-6}}{600 \times 3.5 \times 10^{-8}} = 3$$

Dejar $L=1\mu m$ y a $W=3000\mu m=3mm$ $C_{rss}=350-500pF$ a $V_{GS}=0$, y a $V_{DS}=25V$. El significado geométrico es : $C_{rss} = C_{gd} = \sqrt{350 \times 500} = 418.3pF$ en $V_{DG} = 25V$.

Para un MOSFET, los valores de C_{gs} y C_{gd} permanecen relativamente constantes con un cambio de V_{GS} o V_{DS} . Ellos están determinados principalmente por la consistencia y el tipo de aislamiento de óxido. Aunque las curvas de las capacitancias vrs drenador-fuente, muestra algunas variaciones en el voltaje, en las cuales asumiremos capacitancias constantes. Entonces $C_{gdo} = 418 pF$ y $C_{iss} = 2000$ a $3000 pF$. El significado geométrico $C_{iss} = \sqrt{2000 \times 3000} = 2450 pF$. Porque CISS es medida a $V_{GS} = 0V$, $C_{gs} = C_{gso}$. Esto es :

$$C_{iss} = C_{gso} + C_{gd} \quad (50)$$

el cual da $C_{gso} = C_{iss} - C_{gd} = 2450 - 418.3 = 2032 pF = 2.032 nF$. Entonces la declaración del modelo en PSpice para un MOSFET IRF150 es :

**.MODEL IRF150 NMOS (VTO=2.83 KP=31.2U L=1U W=30M CGDO=0.418N
CGSO = 2.032N)**

Este modelo puede ser usado, para trazar las características del MOSFET. Eso debe ser necesario para modificar los parámetros de los valores que lo conforman con las características actuales. Eso debe ser notado, que los parámetros son diferentes de aquellos dados en la biblioteca de PSpice, porque sus valores son dependientes sobre las constantes usadas en las derivaciones de estudiantes y que son fomentadas los archivos de circuito del modelo de las librerías de PSpice y comparar los resultados.

Nota : El voltaje de compuerta (control) V_g debe de ser ajustada al dispositivo MOSFET dentro de la saturación.

En cuanto al modelo del IGBT se muestra en la figura 5.2.4.1.21, se comporta como un MOSFET del lado de la entrada y como un BJT del lado de la salida.

El modelo de un IGBT es muy complejo. Hay dos caminos principales para un modelo IGBT en SPICE. Uno es, que el modelo es compuesto y un segundo es por medio de ecuaciones. El modelo compuesto, conecta un BJT existente y un modelo MOSFET de PSPICE en una configuración Darlington y utiliza e incorpora ecuaciones. El circuito equivalente de un modelo compuesto, es mostrado en la figura 10b. Este modelo computa rápidamente y fielmente, pero no es un modelo que se comporta precisamente como un IGBT.

El modelo de ecuación implementa la ecuaciones de base física y los modelos de portadora interna y de carga para simulación del circuito de comportamiento preciso a un IGBT.

Este modelo es complicado, a menudo informalmente y computacionalmente bajo, porque las ecuaciones son derivadas de la teoría física de semiconductores complejos. La pruebas de simulación, pueden ser sobre los tiempos más grandes que para el modelo compuesto.

Hay numerosos papeles en modelados sobre PSpice de IGBT's. Sheng comparó los méritos y las limitaciones de varios modelos. La figura 10c, muestra el circuito equivalente del modelo de Sheng. El error más importante en las propiedades dinámicas eléctricas, es asociada con el modelo del drenador de la compuerta capacitiva de un MOSFET de canal-n. Durante la interrupción, de alto voltaje, el drenador a compuerta de los cambios capacitivos C_{dg} por dos órdenes de magnitud debido algunos cambios en el voltaje drenador a compuerta de V_{dg} . Esto es : C_{dg} es expresada como :

$$C_{dg} = \frac{\epsilon_{si} C_{oxd}}{\sqrt{\frac{2\epsilon_{si} \cdot V_{dg}}{qN_B} C_{oxd} + A_{dg} \epsilon_{si}}} \quad (51)$$

El esquemático PSpice no incorpora un modelo de capacitancia que envuelva la raíz cuadrada, la cual proviene de los modelos de la capa de variación de carga espaciada para una juntura de paso. El modelo PSpice puede implementar las ecuaciones de descripción de una alta no-linealidad dentro de un capacitancia de drenador a compuerta del modelo compuesto, utilizando el modelo analógico de las funciones de PSpice.

La versión para estudiantes del esquemático de PSpice o de las librerías de OrCAD vienen con un modelo para un dispositivo IGBT de la librería breakout.lib, llamada ZbreakN, y una unidad real, IXGH40N60. Aunque un modelo complejo es necesario para una simulación precisa del comportamiento de un circuito con modelos de IGBT's en aplicaciones con convertidores. Los parámetros del modelo del IGBT de un IXGH40N60 son los siguientes :

.MODEL IXGH40N60 NIGBT (TAU=287.56E-9 KP=50.034 AREA=37.500E-6 + ACD=18.750E-6 VT=4.1822 KF=0.36047 CGS=31.942E-9 COXD=53.188E-9 VTD=2.6570)

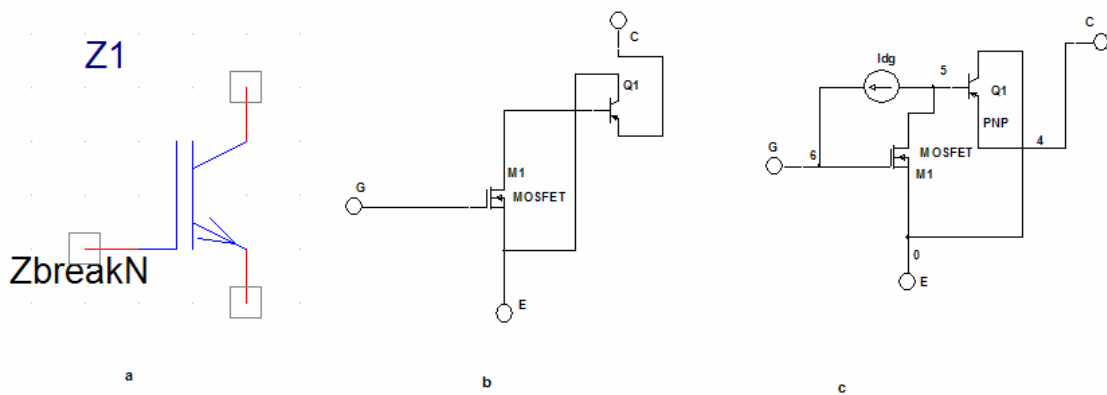


Figura 5.2.4.1.21 : Modelo de circuitos equivalentes en PSpice del IGBT a) IGBT tipo-n, b) modelo compuesto y c) modelo PSpice de Sheng

Como ejemplo a este modelo, se realizará un ejemplo tomado del libro "SPICE for Power Electronics and Electric Power", correspondiente al ejemplo 8.6, páginas 278-279, con el fin de entender el concepto y modelaje de este dispositivo semiconductor de potencia, para la implementación en un PWM, de este convertidor de CD-CD reductor, en el control de la corriente de CD, hacia la excitación del rotor de la carga, en lo que respecta a el trazo de la curva característica (V_{CE} vs I_C) del IGBT para $V_{CE} = 0$ a 100V y $V_{GS} = 4V$ a 210V.

El esquemático en PSpice de un IGBT tipo-n es mostrado en la figura 5.2.4.1.22. La curva característica de salida I_C vs V_{ce} son mostradas en la figura 5.2.4.1.23. Las cuales dan el voltaje umbral $V_T = 4.1049$ V. Una unidad de ZbreakN permitira ajustar los parámetros del modelo. En el voltaje de compuerta, menos el voltaje umbral, permanece en la unidad.

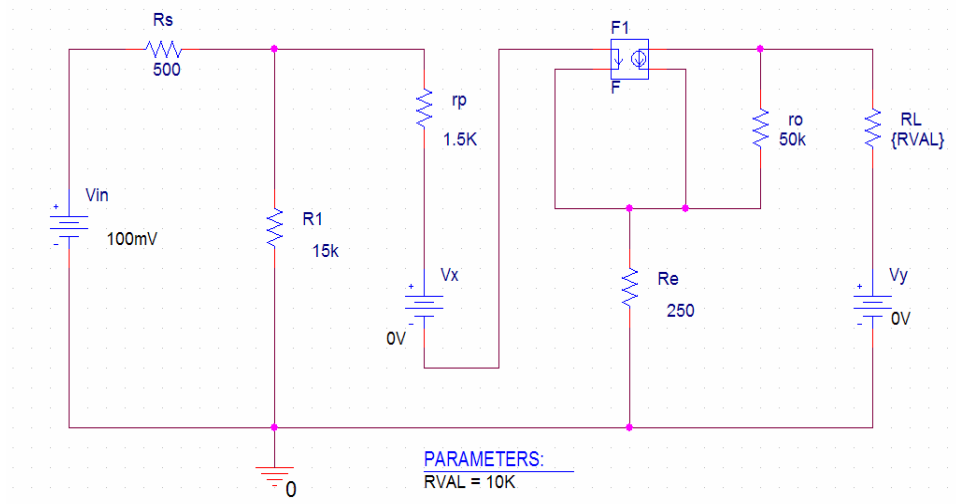


Figura 5.2.4.1.22 : Circuito esquemático en PSpice para observar la curva característica

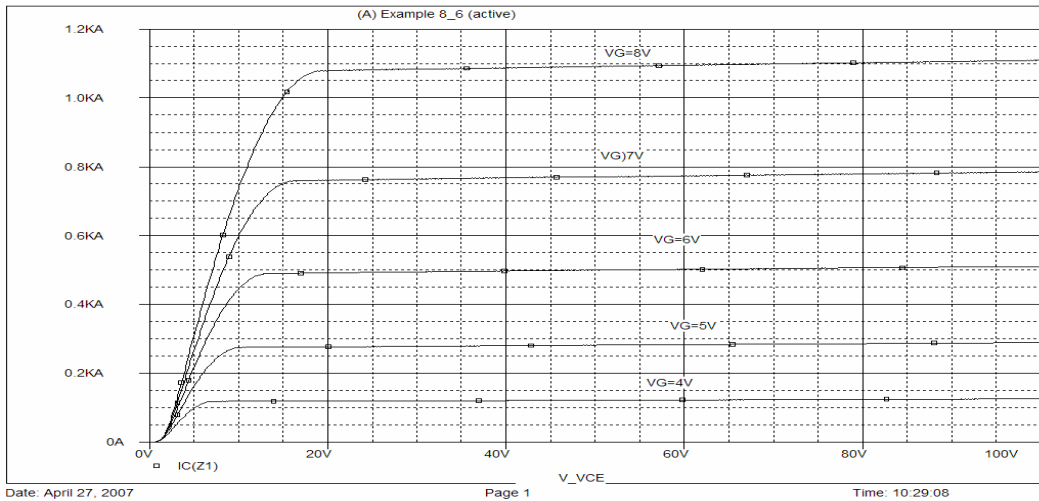


Figura 5.2.4.1.23 : Curva característica (familia) de este IGBT, para diferentes valores de VG.

5.2.5 MODULO 05 : Motor Síncrono (Carga)

El quinto módulo corresponde al motor síncrono, como se aprecia en la figura 4.1.1, en la cual se retoma una parte de ella, como se puede observar en la figura 5.2.5.1

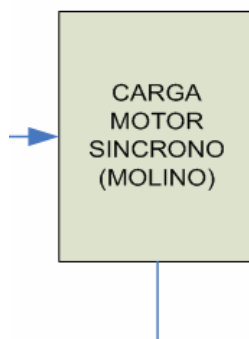


Figura 5.2.5.1 Módulo correspondiente a la carga o motor síncrono

Este módulo ya fue caracterizado en el apartado 5.2.5 del módulo 03, de este informe.

5.2.6 MODULO 06 : Etapas de acondicionamiento de señales de control por medio de amplificadores operacionales en lazo cerrado.

El sexto módulo corresponde a las etapas de acondicionamiento de señal, como se aprecia en la figura 4.1.1, en la cual se retoma una parte de ella, como se puede observar en la figura 5.2.6.1

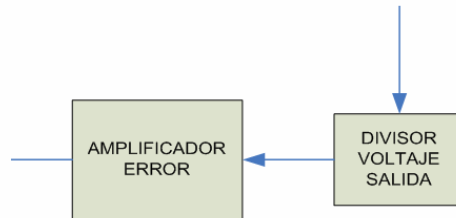


Figura 5.2.6.1 Módulo correspondiente al divisor de tensión y op-amp de error

Estos módulos correspondientes al divisor de voltaje, así como el amplificador de error, corresponden a las etapas, iniciales al proceso de realimentación de control, para un controlador de corriente, proveniente a la salida del motor síncrono. En lo que respecta al divisor de voltaje, es simplemente, un juego de resistencias, con el fin, de limitar la corriente de entrada la amplificador de error, y el circuito se muestra en la figura 5.2.6.2. Cumpliendo con las especificaciones de la norma IEC555-2 en los niveles de potencia sobre los 5 KW, los voltajes trifásicos, frecuencia constante, duración de ciclo constante, rectificadores reductores DCM necesitan ser diseñados cada uno, con la ración de conversión más alta $M = V_o / (\sqrt{3}V_M)$, por ejemplo, la salida de voltaje más alta V_o comparada con el pico de entrada del voltaje de fase del neutro o con un control del cual emplea una técnica de inyección de armónicos. Generalmente para el dato de una línea de voltaje, requiere una M (índice de modulación) más grande, un interruptor reductor con una ración de voltaje más alta, a causa de un incremento en el estrés del voltaje, de ahí al divisor de voltaje.

Por otro lado, el acercarle la inyección de armónicos no incrementa el asentamiento del voltaje del interruptor reductor y requiere de unos pocos componentes adicionales para su implementación, en la figura 5.2.6.2, la cual muestra el diagrama robusto de bloques con una simple inyección de armónicos introducida.(figura 5.2.6.3). En esta técnica una señal de voltaje la cual es proporcional a la componente inversa en ac rectificada, trifásica, con voltaje de entrada línea a línea es inyectado dentro del lazo de realimentación del voltaje de salida. La señal inyectada varía la duración de ciclo del rectificador de una línea de ciclo, una vez que reduce la quinta armónica y mejora el THD del rectificador de las corrientes de entrada, lo cual inicia através del divisor de tensión mostrado en la figura 5.2.6.2.

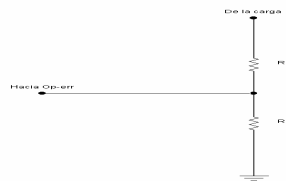


Figura 5.2.6.2 Módulo correspondiente al divisor de tensión

Entonces el voltaje através del nodo en $V_{haciaop-amp} = \frac{R3}{R3 + R4} V_{sal_mot_sin\ cronos}$, de modo

que este voltaje sería aproximadamente $111.337V = \frac{5K}{5K + R4} 17.048 \Rightarrow |R4| = 4.23K$,

de modo que, retomando la figura 5.2.6.2, los valores calculados para R3 y R4, suponiendo R3=5K, se ve en la figura 5.2.6.3.

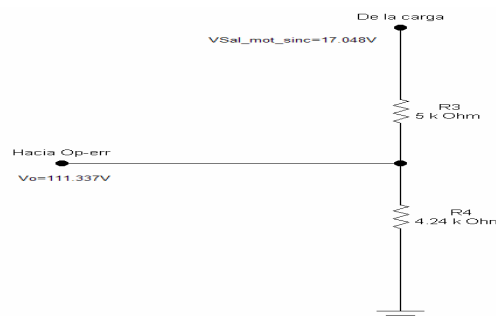


Figura 5.2.6.3 Módulo correspondiente al divisor de tensión con datos calculados.

Por otra parte, para el módulo correspondiente al amplificador error, al simularlo en PSpice, se deben de tomar en cuenta diferentes aspectos, como lo son, el hecho de que un amplificador operacional puede ser modelado como un amplificador lineal para simplificar el diseño y análisis de circuitos con amplificadores. Los modelos lineales dan resultados razonables, específicamente para determinar los valores de diseño aproximado de los circuitos con amplificadores. Sin embargo la simulación de estos circuitos y su comportamiento es requerido en muchas aplicaciones, para obtener respuestas certeras para los circuitos. PSpice no tiene ningún modelo para amplificadores operacionales. Sin embargo, un amplificador puede ser simulado de un arreglo del circuito para un tipo particular de amplificador operacional. El μ A741 consiste de 24 transistores, y va más allá de una versión demo en PSpice. Un macromodelo, el cual es un versión simplificada del amplificador operacional y requiere de dos transistores y es bastante acertado para muchas aplicaciones y puede ser simulada como un subcircuito o archivo de librería. Algunas manufactureras a menudo suministran algunos macromodelos de su amplificadores operacionales.

En la carencia de modelo para amplificadores complejos, la característica de los amplificadores en circuitos, debe de ser determinada aproximadamente por uno de los siguientes modelos :

1. Modelo lineal DC
2. Modelo lineal AC
3. Macromodelo no lineal

Los modelo no lineales en DC, deben de ser modelados con una fuente de voltaje controlada por voltaje, como se muestra en la figura 5.2.6.4 :

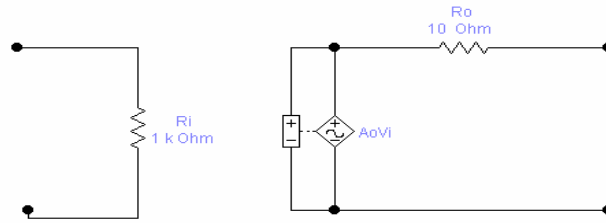


Figura 5.2.6.4 : modelo en DC del amplificador operacional de error

La resistencia de entrada es muy alta, típicamente es de $2\text{ M}\Omega$, y la resistencia de salida es muy baja, típicamente de $75\ \Omega$. Para un amplificador ideal, el modelo puede ser reducido, eliminando la resistencia R_o . Estos modelos no se toman en cuenta en el efecto de saturación y la velocidad de cambio (slew rate), la cual no existe en los amplificadores operacionales simulados. La ganancia es también asumida para ser independiente de la frecuencia, pero la ganancia práctica actual del amplificador, cae con la frecuencia. Estos simples modelos son normalmente apropiados para dc o aplicaciones en baja frecuencia.

Para los modelos lineales en AC, un amplificador operacional puede ser aproximadamente a sólo a una frecuencia de ruptura, como se muestra en la figura 5.2.6.5.

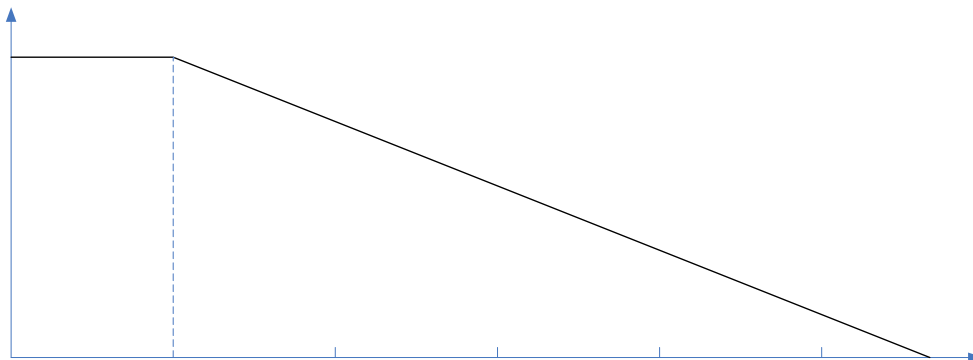


Figura 5.2.6.5 : Respuesta de frecuencia de un op-amp

Esta característica puede ser modelada para amplificadores operacionales en alta frecuencia. Si un amplificador operacional tiene más de un punto de ruptura, eso se puede representar, como el uso de muchos capacitores con el número de rupturas. R_i es la resistencia de entrada, y R_o es la resistencia de salida.

La ganancia en lazo abierto es :

$$A(f) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = - \frac{A_0}{1 + jf / f_b} \quad (52)$$

Para amplificadores operacionales $\mu A741$ se tiene que :

$$f_b = 10 \text{ Hz}$$

$$A_0 = 2 \times 10^5$$

$$R_i = 2 \text{ M}\Omega$$

$$R_o = 75 \Omega$$

Dejando a :

$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$G_1 = 1$$

$$C_1 = 1 / (2\pi \times 10 \times 10 \times 10^3) = 1.5619 \mu\text{F}$$

$$A_1 = A_0 / (G_1 R_1) = 2 \times 10^5 / (1 \times 10^4) = 20$$

Alternativamente, dejamos :

$$C_1 = 1$$

$$R_1 = 1 / (2\pi f_b C_1) = 1 / (2\pi \times 10 \times 1 \mu\text{F}) = 15.915 \text{ k}\Omega$$

Entonces con los datos anteriores de los diferentes parámetros de los amplificadores operacionales, se trabajaron tres tipos de modelados, con el fin de tomar el mejor modelo, para utilizarlo después en la etapa modular como amplificador operacional de error, en la comparación de la señal de referencia proveída por el chopper, con el fin de compensar o regular, los cambios de la

corriente de salida en la carga, y comparada, con la señal proveniente del PWM, al gate del semiconductor de potencia o interruptor periódico, y posteriormente pasada esta señal de voltaje, por otros circuitos acondicionadores de señal, para ser inyectadas de nuevo en la red, así mejorar la distorsión armónica total de este sistema convertidor de CD-CD reductor en el control de las corrientes de CD, de la salida del motor síncrono como carga del molino 03.

Debe de señalarse que este amplificador de error obedece a una configuración en inversa o como un amplificador inversor, de modo que la salida sea tomada del nodo de entrada del amplificador de error., y así se pueda calcular e imprimir la ganancia de voltaje, la resistencia de entrada, y la resistencia de salida. El amplificador operacional, se modela con una ganancia de lazo abierto de $A_o=2 \times 10^5$, $R_i=2M\Omega$ y $R_o=75\Omega$. Entonces vemos que, el esquemático en PSpice se muestra en la figura 5.2.6.6, y el esquemático en PSpice se muestra en la figura 5.2.6.7

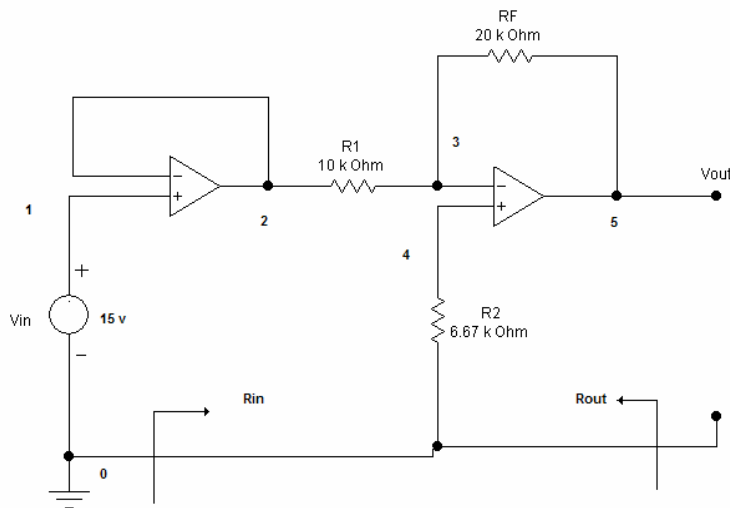


Figura 5.2.6.6 : Amplificador inversor esquemático

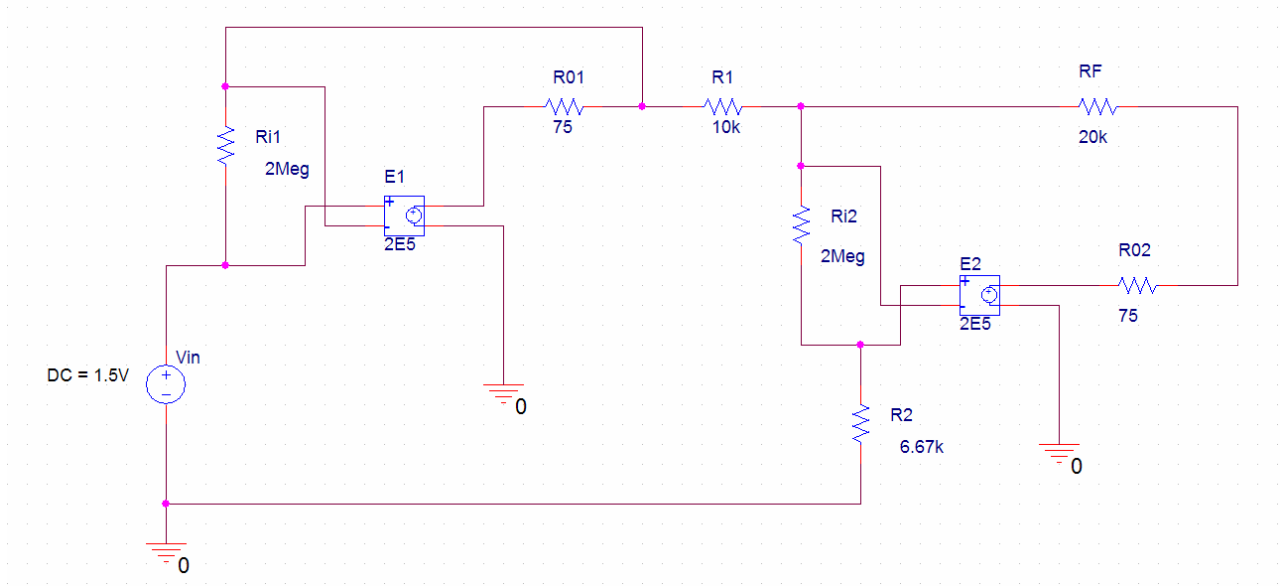


Figura 5.2.6.7 : Esquemático en PSpice para el amplificador inversor

Por otra parte, es bueno recordar los modelos en AC y en DC, para este tipo de simulación, como se aprecia a continuación, en las figuras 5.2.6.8 y 5.2.6.9.

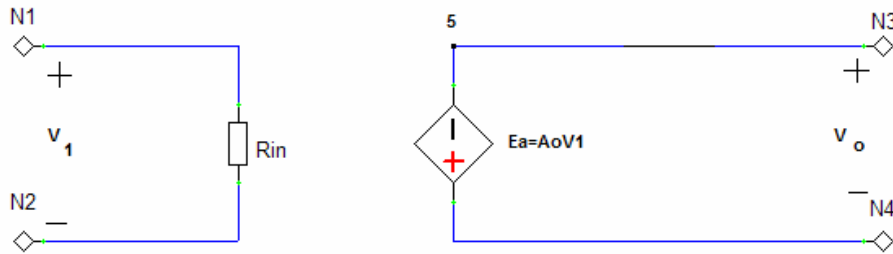


Figura 5.2.6.8 : Esquemático en PSpice del modelo lineal en AC

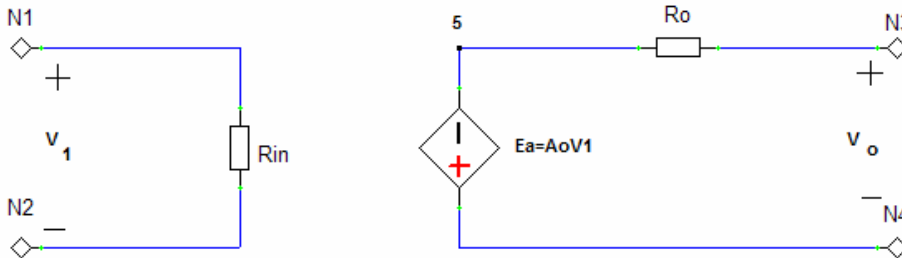


Figura 5.2.6.9 : Esquemático en PSpice del modelo lineal en DC

La resistencia de entrada es alta, típicamente de $2M\Omega$, y la resistencia de salida es muy baja, típicamente de 75Ω .

Para un amplificador ideal, el modelo en PSpice de la figura 5.2.6.9, se puede reducir como se ve en la figura 5.2.6.8. Los modelos no toman en cuenta los efectos de saturación y la velocidad de cambio (slew rate), ya que en la práctica existen en los amplificadores operacionales. La ganancia de voltaje es también asumida y es independiente de la frecuencia, pero en la práctica los op-amps la ganancia cae con la frecuencia. Estos simples modelos son normalmente apropiados para aplicaciones en DC o de baja frecuencia.

Los modelos no lineales de la a respuesta de frecuencia de un amplificador operacional, puede ser aproximada a una sólo ruptura o frecuencia de corte, como se muestra en la figura 5.2.6.5.

Esta característica puede ser modelada, por el circuito de la figura 5.2.6.10, para un modelo del amplificador operacional de alta frecuencia.

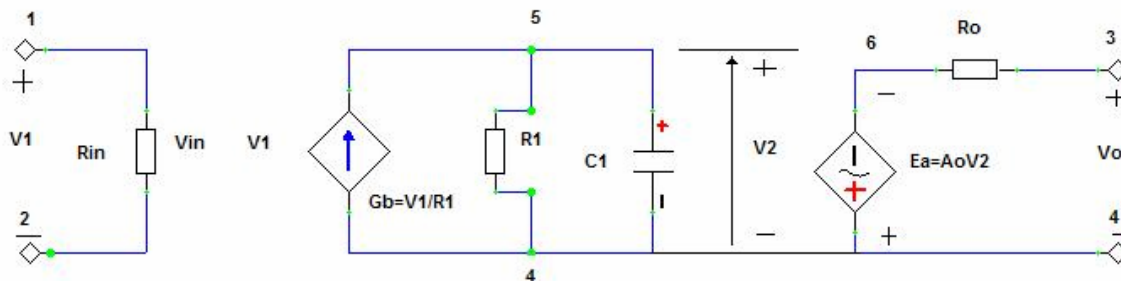


Figura 5.2.6.10 : Modelo AC del amplificador operacional

Si un amplificador operacional tiene más de un frecuencia de corte, eso puede ser representado, por el uso de muchos capacitores existan, como tantos cortes existan. Rin es la resistencia de entrada, y Ro es la resistencia de salida.

Las fuentes dependientes en el modelo del amplificador operacional, de la figura 04, tienen un nodo en común. Sin este, PSpice dará un mensaje de error, porque no hay una trayectoria DC de los nodos de la fuente de corriente dependiente.

El nodo en común puede ser en cada estado de entrada o de la salida. Este modelo no toma en cuenta, el efecto de saturación y es apropiado sólo si el op-amp opera dentro de la región lineal. El voltaje de salida puede ser expresado como :

$$V_0 = A_0 V_2 = \frac{A_0 V_i}{1 + R_1 C_1 s} \quad (53)$$

Sustituyendo $s = j2\pi f$ implica :

$$V_0 = \frac{A_0 V_1}{1 + j2\pi f C_1 R_1} = \frac{A_0 V_i}{1 + j(f / f_b)} \quad (54)$$

Donde $f_b = 1/2(2\pi R_1 C_1)$ es llamada la frecuencia de corte (en hertz) y A_0 es la ganancia a gran señal (o DC) del amplificador operacional. Entonces la ganancia de voltaje a lazo abierto es :

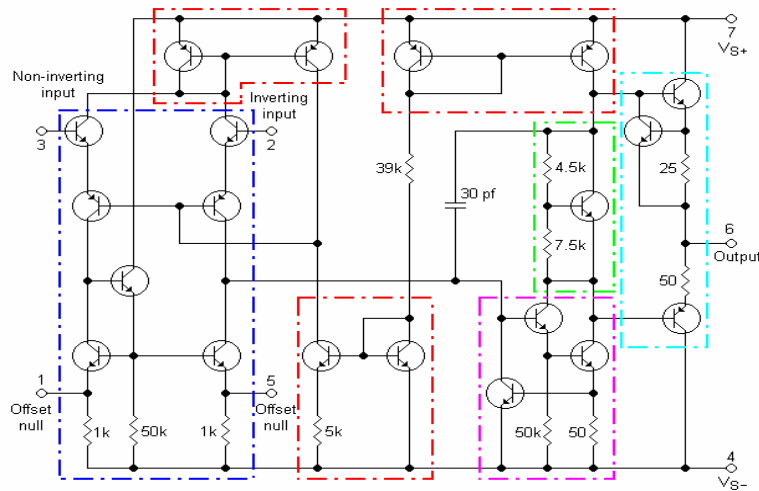
$$A(f) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = - \frac{A_0}{1 + jf / f_b} \quad (55)$$

Para un amplificador operacional $\mu 741$, $f_b = 10\text{Hz}$, $A_0 = 2 \times 10^5$, $R_{in} = 2\text{M}\Omega$, $R_o = 75\Omega$.

Dejamos que $R_1 = 10\text{k}\Omega$, $C_1 = 1/(2\pi \times 10 \times 10 \times 10^3) = 1.15619 \mu\text{F}$.

Ahora con respecto a los macromodelos no lineales, los arreglos de circuitos de los op-ams ,se muestra en la figura 5.2.6.11.

El macromodelo puede ser usado como un sub-circuito con un comando .SUBCKT. Sin embargo, si un amplificador operacional, es usado con varios circuitos, es conveniente que tenga el macromodelo como un archivo de biblioteca (por ejemplo., EVAL.LIB), y no es necesario escribir la declaración del macromodelo, en cada circuito, en la cual el macromodelo es empleado.



Estado de entrada Inter-estado Estado de salida

Figura 5.2.6.11 : Diagrama circuital del macromodelo del op-amp

El archivo de librería EVAL.LIB que vienen con la versión estudiante de PSpice, tiene macromodelos para op-amps, comparadores, diodos, MOSFETs, BJTs, y SCRs. La versión profesional de PSpice soporta archivos de librería para muchos dispositivos. Chequeando el nombre del archivo de librería en uso por el listado del archivo del programa PSpice (por el uso del comando de DOS DIR). El macromodelo del op-amp $\mu A741$ es simulado a temperatura de sala. El archivo de librería EVAL.LIB contienen el modelo macromodelo del amplificador operacional, como una definición de sub-circuito AU741, con un ajuste en la declaración .MODEL. Este modelo nominal contenido del amplificador operacional, dispositivos no peror de los casos, y el no considerar el efecto de la temperatura. Entonces los circuitos utilizados para su simulación tanto en AC como en DC, se muestran en las figuras 5.2.6.12 , 5.2.6.13 , 5.2.6.14, 5.2.6.15, 5.2.6.16 y 5.2.6.17.

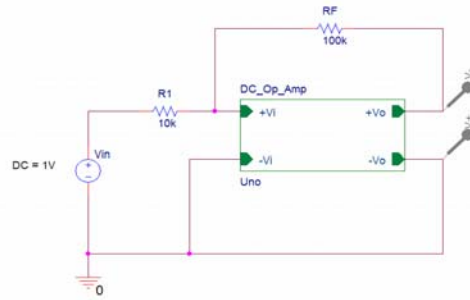


Figura 5.2.6.12 : Diagrama circuital del macromodelo del op-amp DC

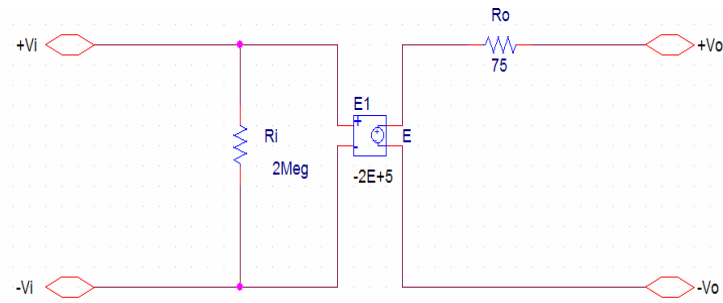


Figura 5.2.6.13 : Modelo del Op-amp en DC (sub-circuito)

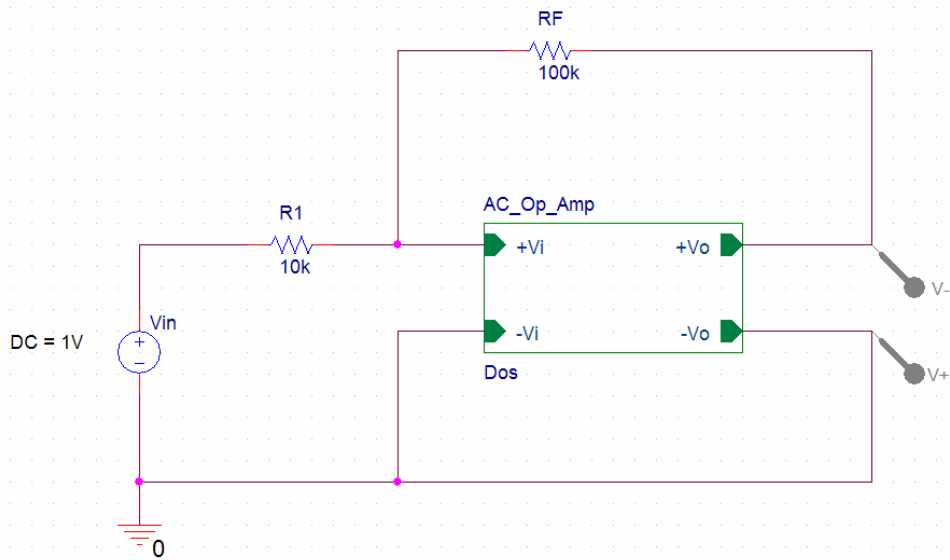


Figura 5.2.6.14 : Circuito esquemático en PSpice para el OPAMP-AC

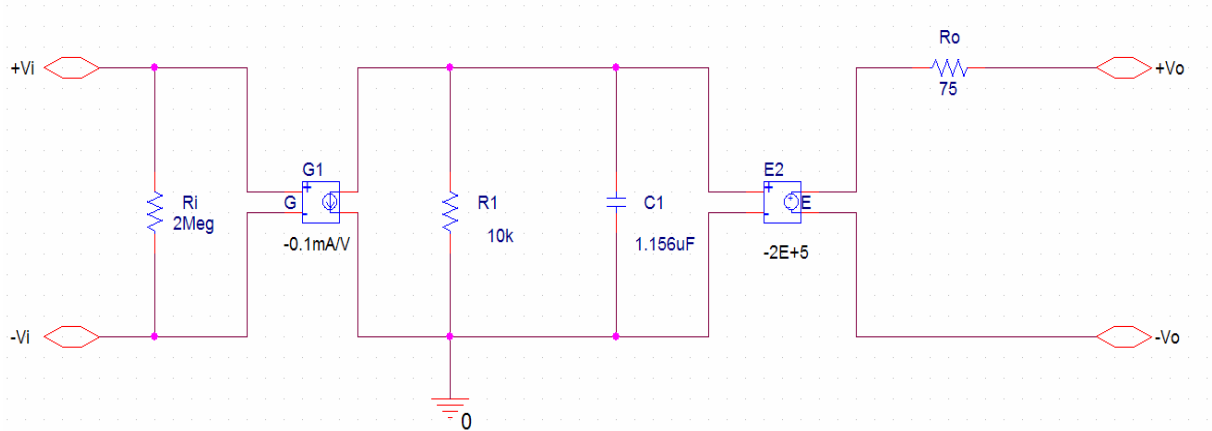


Figura 5.2.6.15 : Circuito esquemático en PSpice para el OPAMP-AC

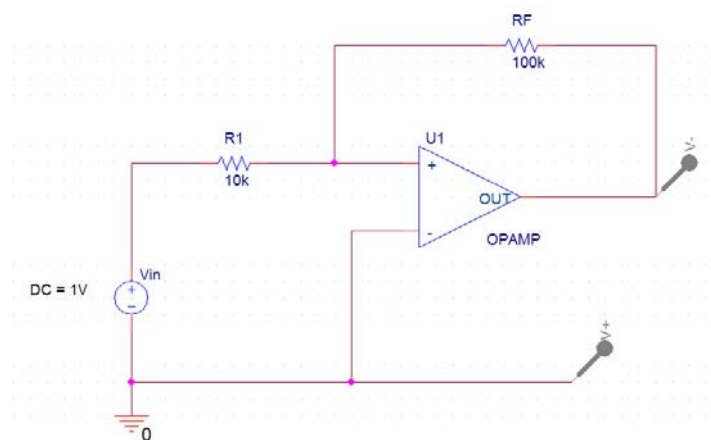


Figura 5.2.6.16 : Circuito esquemático en PSpice para el macromodelo

Al ser un macromodelo, respecto a la figura 5.2.6.16, no utiliza un subcircuito, si no es cargado y simulado directamente por PSpice.

5.2.7 MODULO 07 : Etapas de acondicionamiento de señales de control por medio de un controlador PWM, así como el filtro pasa altas y el de sensado y escalado

El sétimo módulo corresponde a las etapas de acondicionamiento de señal, como se aprecia en la figura 4.1.1, en la cual se retoma una parte de ella, como se puede observar en la figura 5.2.7.1

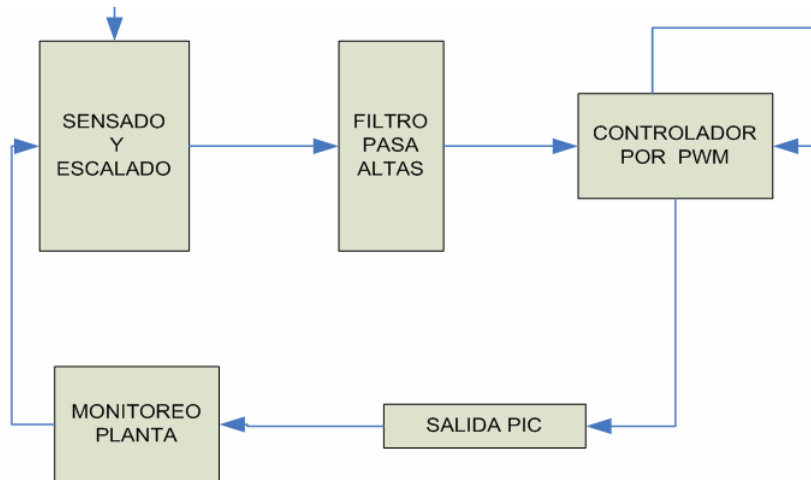


Figura 5.2.7.1 : Módulo correspondiente al número 07, a las etapas de PWM, filtro pasa altas y de sensado y escalado.

En cuanto al circuito de PWM, este se realiza por medio de un sistema, que toma en cuenta una señal portadora de diente de sierra v_{CR} , así como también de una señal de referencia, llamada v_{REF} , y de una señal de salida, hacia la compuerta del semiconductor de potencia, llamado v_g .

Este circuito se encarga, de comparar la señal de referencia diente de sierra, con una señal que define el ciclo de trabajo del chopper, en un porcentaje de 0-100%, normalizado a una escala unitaria, denominada k . Entonces dependiendo del ciclo de trabajo (k) y así va ser la cantidad de corriente sensada por este PWM, para regular la cantidad de corriente que entra y sale por el lazo de realimentación, del sistema de control, para así compensar los cambios de corriente, en el proceso de interrupción del chopper.

El circuito se muestra, como un bloque con las señales antes mencionadas, así como su bloque de descendencia jerárquica, como se aprecia en las figuras 5.2.7.2 y 5.2.7.3.

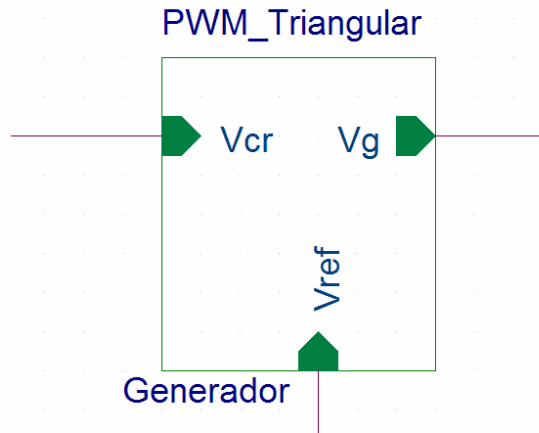


Figura 5.2.7.2 : Generador de PWM.

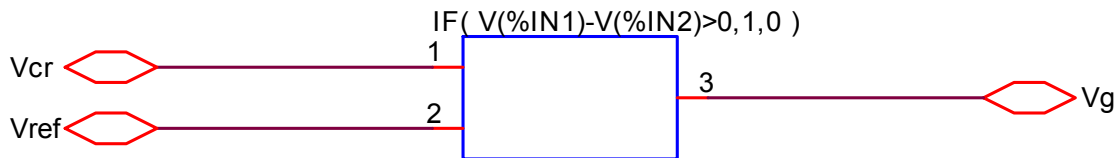


Figura 5.2.7.3 : Módulo de descendencia jerárquica.

En lo que respecta al filtro pasa altas, como se mencionó en el apartado 2, obedece a los mismos principios de funcionamiento, sólo que en este caso, no deja pasar las frecuencias bajas, sino las altas, y su circuito se aprecia en la figura 5.2.7.4, y su modelo en función de transferencia en la ecuación 57, 58, 59, 60 y 61.

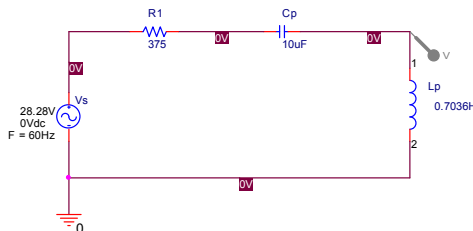


Figura 5.2.7.4 : Filtro pasa altas, con elementos RLC

La función de transferencia de este circuito es :

$$H(s) = \frac{s^2}{s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC}} \quad (57)$$

La frecuencia de corte del filtro está dada por :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (58)$$

Comparación de los coeficientes del operador s en los denominadores para ver que :

$$\frac{\omega_0}{Q} = \frac{R}{L} \quad (59)$$

Al despejar Q en estas dos ecuaciones se obtiene :

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (60)$$

Por último al comparar los numeradores se obtiene :

$$k\omega_0^2 = \frac{1}{LC} \quad (61)$$

De donde la ganancia en ω_0 es :

$$k = 1$$

En cuanto al módulo del circuito de sensado y escalado, se basa en la idea de inyección de armónicos a la red, de modo tal que el resultado de la señal inyectada de fase V_s es naturalmente bien sincronizada con las corrientes de entrada y los voltajes de línea a neutro. Por otra parte, esta sincronización de fase no vaga en tiempo y eso no es muy sensible a las componentes toleradas. Au circuito se muestra en la figura 5.2.7.3.

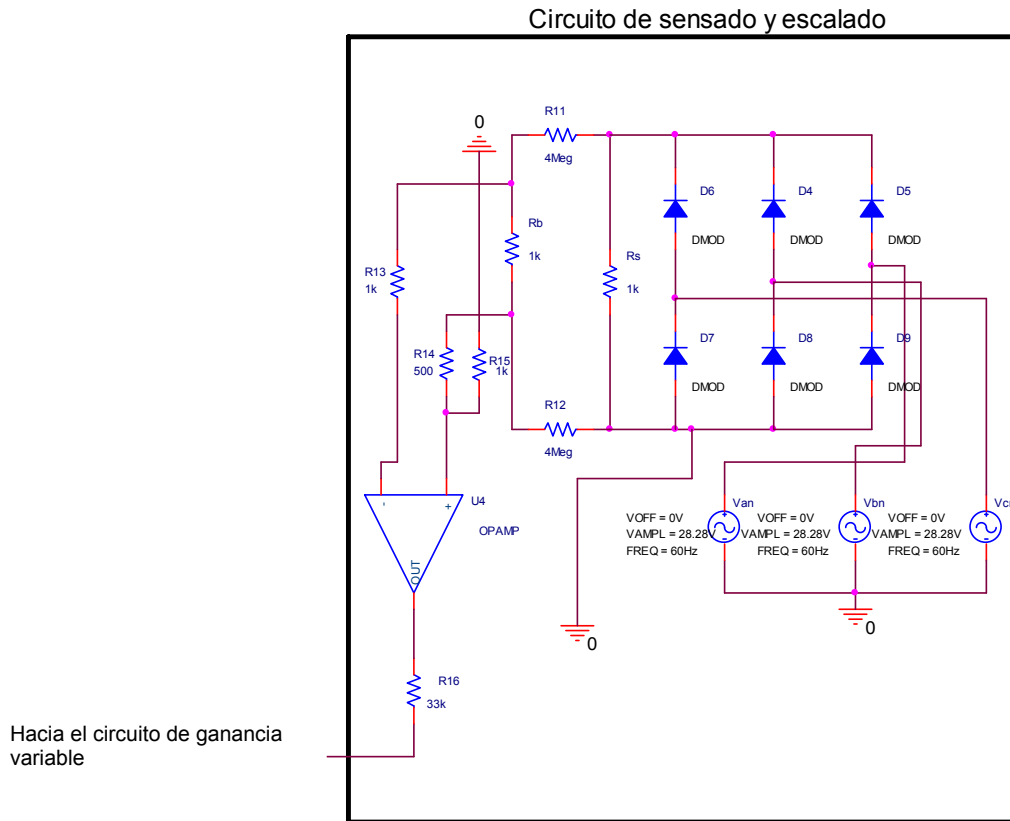


Figura 5.2.7.3 : Circuito para el sensado y escalo de la red trifásica

En la figura 5.2.7.4, se muestra el circuito de ganancia variable, en una disposición de diodos Zener de diferentes voltajes de rupturas, a 8.2V, 10V y 12V, hacia el circuito generador de rampa.

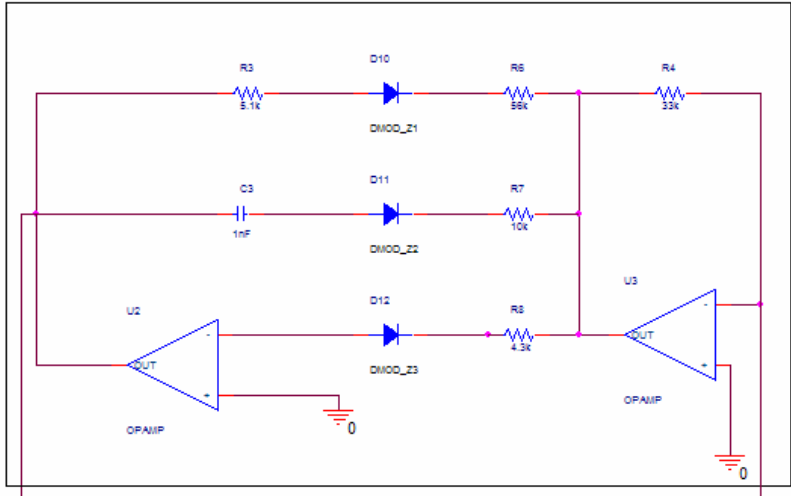


Figura 5.2.7.4 : Circuito de ganancia variable

En la figura 5.2.7.5, se cuenta con el circuito generador de rampa, con la intención de la inyección de armónicos, como una aproximación del índice de modulación óptimo, en el control de la corriente en CD.

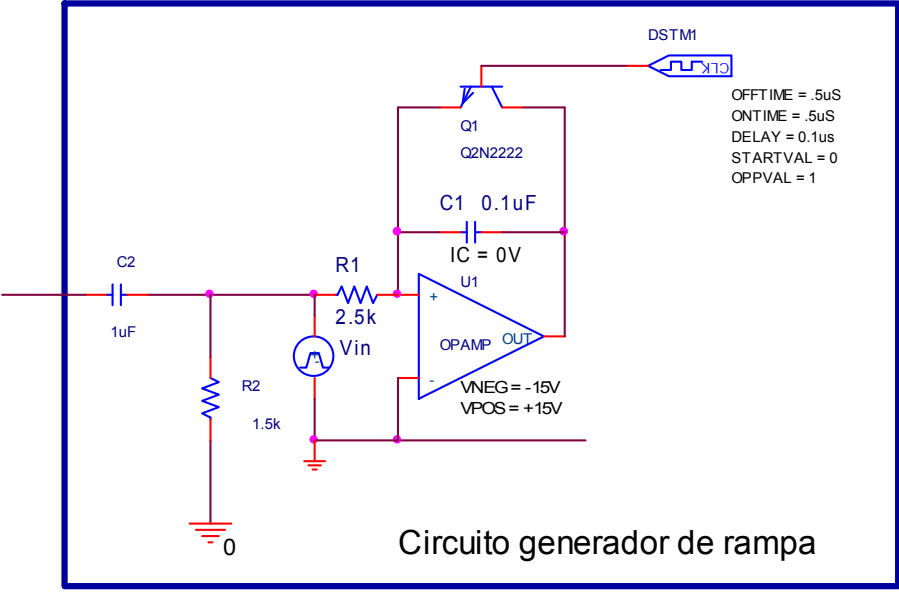


Figura 5.2.7.5 : Circuito de ganancia variable

5.2.8 MODULO 08 : Circuito de control de disparo por medio de un PIC16F84A para control de monitoreo en el protocolo de comunicación FOXBORO

El octavo módulo corresponde a las etapa de monitoreo de señal de control de corriente de CD hacia un sistema de comunicación industrial llamado FOXBORO, como se aprecia en la figura 4.1.1, en la cual se retoma una parte de ella, como se puede observar en la figura 5.2.8.1

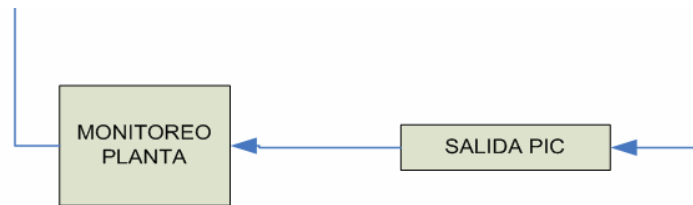


Figura 5.2.8.1 : Circuito de control de disparo a un sistema de comunicación FOXBORO

Aquí es importante mencionar el hecho, que se trabajó con un PIC16F84A de la familia de microcontroladores Microchip Inc, pues este chip se caracteriza por ser un integrado programable, el cual contienen todos los componentes necesarios, para el control de tareas específicas, como es el caso de la señal que envía al sistema de FOXBORO. Su diagrama de patillas lo podemos observar en la figura 5.2.8.2.

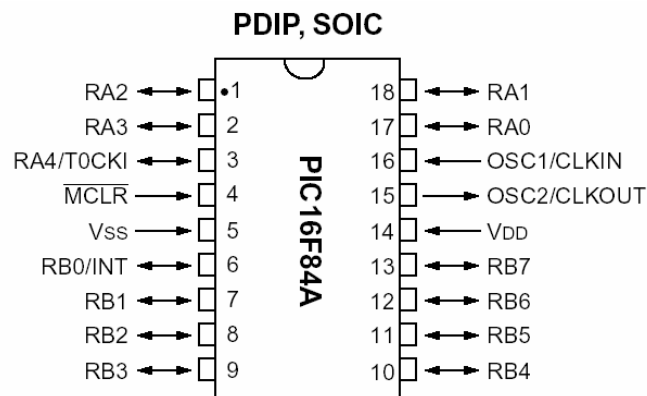


Figura 5.2.8.2 : Circuito de control

Los microcontroladores se utilizan en circuitos electrónicos comerciales desde hace unos años de forma masiva, debido a que permiten reducir el tamaño y el precio de los equipos. Un ejemplo de éstos son los teléfonos móviles, las cámaras de video, la televisión digital, la transmisión por satélite y los hornos de microondas. Diversos fabricantes ofrecen amplias gamas de microcontroladores para todas las necesidades. Pero, sin duda, hoy en día los microcontroladores más aceptados para diseños aficionados (y buena parte de los profesionales) son los microcontroladores PIC fabricados por *Microchip INC*, que recientemente se anunciaba como el mayor fabricante del mundo de microcontroladores de 8 bits. Un microcontrolador es un circuito integrado programable que contienen todos los componentes necesarios para controlar el funcionamiento de una tarea determinada, como el control de una lavadora, un teclado de un ordenador, una impresora, un sistema de alarma, o un sistema para el diagnóstico de arranque de un circuito electrónico. Los PIC (*Peripheral Interface Controller*) son una familia de microcontroladores que ha tenido una gran aceptación y desarrollo en los últimos años, gracias a sus buenas características, bajo precio, reducido consumo, pequeño tamaño, gran calidad, fiabilidad y abundancia de información. En la figura 5.8.2.3, se observa el modelo en Proteus del PIC16F84A, el cual es un simulador de PICs, en que se puede cargar el archivo .HEX, como si se tuviera el programador físico, a un costo muy barato.

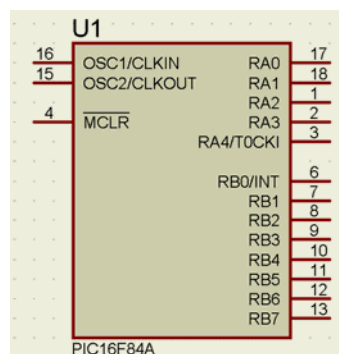


Figura 5.2.8.3 : Circuito de interface de control periférico PIC16F84A en Proteus

Este circuito se alimenta con 5 voltios aplicados entre los pines de VDD y VSS. Este microcontrolador se comunica con el exterior a través de los puertos A y B, es decir RA0 a RA4, y RB0 a RB7, además de ser del tipo A, utiliza una frecuencia de 4MHz, mediante un oscilador XT de cristal de cuarzo.

La señal proveniente de la compuerta Vg del interruptor periódico, se encarga de sensor esta señal, por medio del siguiente circuito de aplicación, que se ve en la figura 5.2.8.4.

El microcontrolador PIC16F84 puede trabajar con una frecuencia máxima de 10MHz. La versión avanzada PIC16F84A-20 puede llegar hasta los 20MHz. Este sistema de diagnóstico de variables eléctricas del convertidor reductor planteado, se realizó con el PIC16F84A-04 de 4MHz máx.

El circuito de alimentación del microcontrolador debe de tratarse como el de cualquier otro dispositivo digital, debiendo conectarse un condensador de desacoplo de unos 100pF lo más cerca posible de los pines de alimentación.

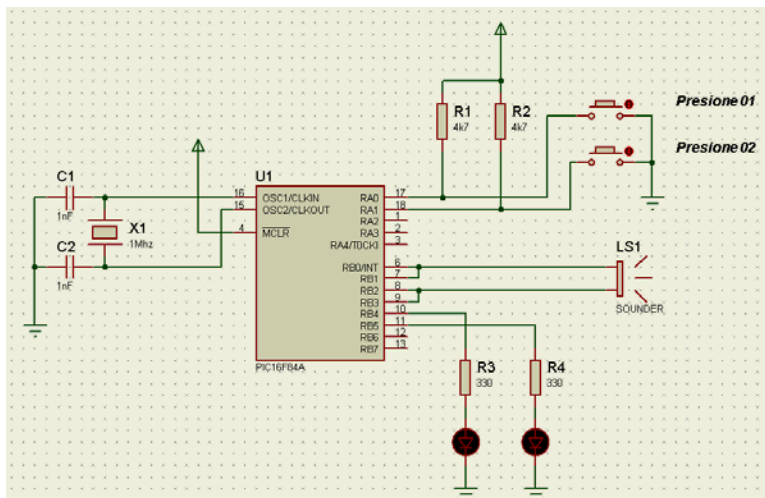


Figura 5.2.8.4 : Circuito de aplicación de un PIC16F84A para el control de disparo al protocolo de comunicación en FOXBORO

5.2.8.1 Puertos de entrada y salida

El microcontrolador se comunica con el mundo exterior a través de los puertos. Estos están constituidas por líneas digitales de entrada/salida que trabajan entre 0 y 5V. Los puertos se pueden configurar como entradas para recibir datos o como salidas para gobernar dispositivos externos.

El PIC16F84 tienen dos puertos, como se muestra en la figura 5.2.8.1.1 :

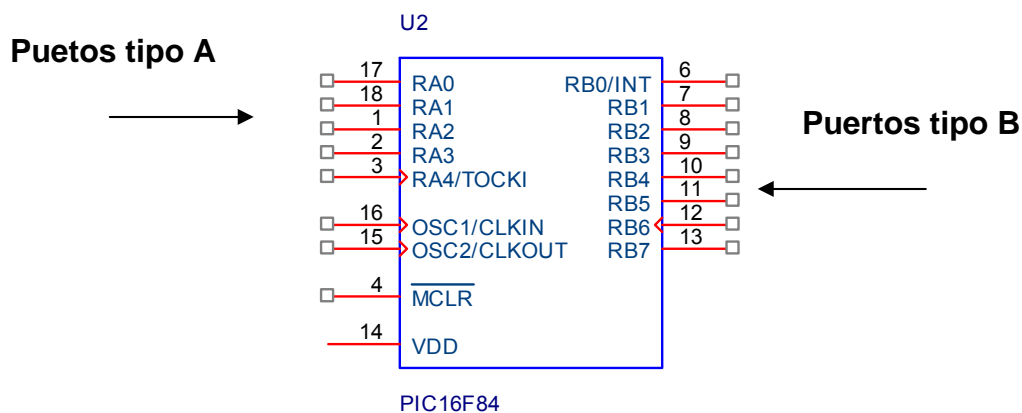


Figura 5.2.8.1.2 : Puertos tipo A y tipo B del PIC16F84A

- Los puertos tipo A con 5 líneas, pines RA0 a RA4
- Los puertos tipo B con 8 líneas, pines RB0 a RB7

Cada línea puede ser configurada como entrada o como salida independientemente una de otras, según se programe. Así por ejemplo, en el circuito de la figura 5.2.8.1.2, el puerto A es configurado como entrada para leer los interruptores y el puerto B es configurado como salida para activar la barra de diodos LEDs y el display de siete segmentos.

Las líneas son capaces de entregar niveles TTL cuando la tensión de alimentación aplicada en VDD es de 5V. La máxima capacidad de corriente de cada una de ellas es :

25 mA cuando el pin está a nivel bajo (consumo de corriente en modo sink). Sin embargo, la suma de las intensidades por las 5 líneas del puerto A no pueden exceder de 80mA, ni las sumas de las 8 líneas del puerto B exceder de 150mA.

20mA cuando el pin está a nivel alto, es decir, cuando proporciona corriente (modo source). Sin embargo, la suma de las intensidades por las 5 líneas del puerto A no puede exceder de 50mA, ni la suma de las 8 líneas del puerto B pueden exceder de 100mA.

5.2.8.2 Oscilador

Todo microcontrolador requiere de un circuito que le indique la velocidad de trabajo, es el llamado oscilador o reloj. Este genera una onda cuadrada de alta frecuencia que se utiliza como señal para sincronizar todas las operaciones del sistema. Generalmente todos los componentes del reloj se encuentran integrados en el propio microcontrolador y tan solo se requieren unos pocos componentes externos, como un cristal de cuarzo o una red RC, para definir la frecuencia de trabajo. En el PIC16F84 los pines OSC1/CLKIN y OSC2/CLKOUT son las líneas utilizadas para este fin. Permite cinco tipos de osciladores para definir la frecuencia de funcionamiento :

XT : Cristal de cuarzo

RC : Oscilador con resistencia y condensador

HS : Cristal de alta velocidad

LP : Cristal para baja frecuencia y bajo consumo de potencia

Externa : Cuando se aplica una señal de reloj externa.

Para este caso se utilizó el oscilador XT, pues es el más utilizado, y está basado en el oscilador a cristal de cuarzo o en un resonador cerámico. Es un oscilador estándar que permite una frecuencia de reloj muy estable comprendida entre 100KHz y 4MHz. En la figura 5.2.8.1.2, se puede apreciar la conexión de este dispositivo, acompañado de dos capacitores de 22pF cada uno.

5.2.8.3 Reset

El llamado reset en un microcontrolador provoca la reinicialización de su funcionamiento, un “comienzo a funcionar desde cero”. En este estado, la mayoría de los dispositivos internos del microcontrolador toman un estado conocido. En los microcontroladores se requiere de un pin de reset para reiniciar el funcionamiento del sistema cuando sea necesario. El pin de reset en los PIC se denomina MCLR (Master clear) y produce un reset cuando se le aplica un nivel lógico bajo. La conexión típica se puede observar en la figura 5.2.8.1.2.

5.2.8.3 Grabación de un PIC

El microcontrolador dispone de una memoria de programa interna donde se almacena el programa que lo controla y que consiste realmente en una serie de números hexadecimales. Así por ejemplo, un programa para el entrenador básico de la figura 5.2.8.1.2. que simplemente lea la información proporcionada por los interruptores del puerto A y la visualice en los Leds conectados al puerto B, tendría el siguiente formato : 1683 0186 30FF 0085 1283 0805 0086 2805

El programa de control se graba en la memoria de programa mediante un equipo físico denominado grabador o programador. El grabador se conecta a un ordenador normalmente a través de un puerto serie COM1 o COM2 mediante el cable de conexión adecuado (algunos grabadores utilizan el puerto paralelo de la impresora).

En el ordenador se ejecuta un software que controla la grabación de la memoria de programa del microcontrolador. Este proceso se denomina grabar o programar el microcontrolador.

El grabador o programador es el equipo físico donde se procede a grabar la memoria del microcontrolador con las instrucciones del programa de control. Tiene un zócalo libre sobre el que se inserta el circuito integrado a grabar, el cual debe orientarse adecuadamente siguiendo la señal de la cápsula del chip. Hay multitud de grabadores comerciales en el mercado que se pueden adquirir en cualquier tienda de electrónica.

Microchip ofrece el grabador PICSTART PLUS, de muy fácil utilización y garantizada fiabilidad respaldada por el fabricante, este programador se puede apreciar en la figura 04.



Figura 5.2.8.3.1 : Programador PICSTART PLUS de Microchip Technology

5.2.8.4 Software de grabación IC-PROG

El IC-PROG es uno de los software más populares para la grabación de microcontroladores PIC, es de libre distribución. Este archivo consta de un fichero icprog.exe, que contiene todo el código necesario para su funcionamiento.

5.2.8.4.1 Proceso de grabación

Se debe de primero de conectar el programador a uno de los puertos serie COM disponibles en el computador, después se inserta el microcontrolador en el zócalo del programador, respetando la correcta orientación de la cápsula. Una vez que el programa ic-prog está correctamente instalado, se debe de iniciar el programa ejecutando el fichero icprog.exe, como se puede apreciar en al figura 5.2.8.4.1.1.

Además se debe de configurar el hardware necesario, para programar los microcontroladores PIC, es decir, adaptar el IC-Prog al programa utilizado, en el caso que nos ocupa, un programador compatible con JDM, como se aprecia en la figura 5.2.8.4.1.1.

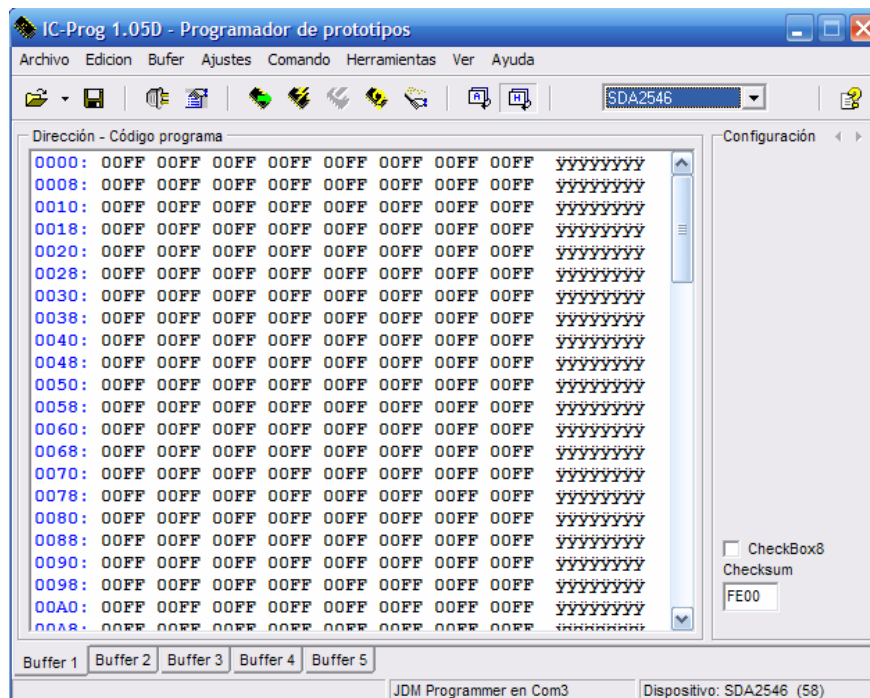


Figura 5.2.8.4.1.1 : Pantalla típica del IC-Prog

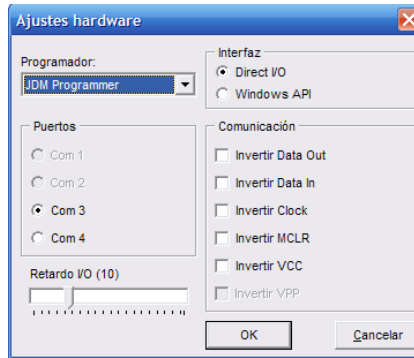


Figura 5.2.8.4.1.1 : Selección del tipo de hardware del programador JDM

Por otra parte se debe de seleccionar el dispositivo a grabar, que para este caso se trata de un PIC16F84A, como se puede apreciar en la figura 5.2.8.4.1.2, Además se debe de seleccionar el tipo de oscilador, que para este caso es el XT, como se aprecia en la figura 5.2.8.4.1.3. También se deben de activarlos la configuración de bits para seleccionar varios dispositivos, pues en la interface del IC-prog se muestran tres, como lo son WDT o *Watchdog Timer*, que para aplicaciones sencillas se deshabilita PWRT o *Power-up timer*, que en aplicaciones sencillas se activa y el CP o *Code Protect*, que es la protección del código de programa, que para aplicaciones sencillas se deshabilita.

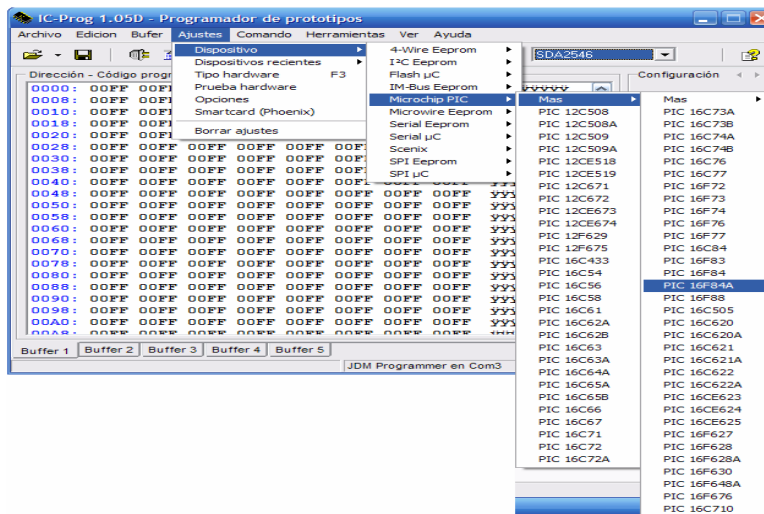


Figura 5.2.8.4.1.2: Selección del microcontrolador

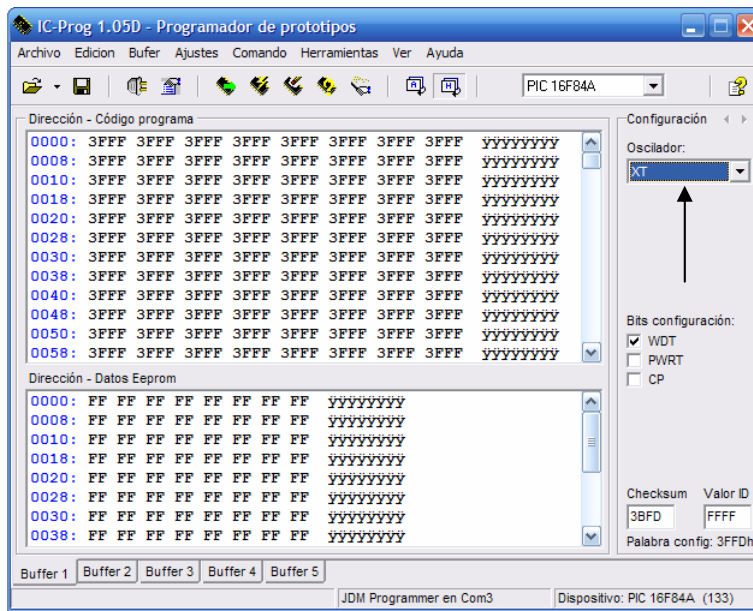


Figura 5.2.8.4.1.3: Selección del tipo de oscilador XT

El IC-Prog ya se encuentra en condiciones de proceder a la grabación de datos en el dispositivo insertado en el programador. Para ello en la pantalla de edición se escriben los datos del programa de control a grabar. Por ejemplo un programa de control para el circuito de la figura 5.2.8.4.1.2 que lea la información proporcionada por los interruptores del puerto A y la visualice en los diodos LED conectados al puerto B tendría el formato “ 1683 0186 30FF 0085 1283 0805 0086 2805 ”, entonces una vez escritos estos números hexadecimales, la pantalla de edición tienen el aspecto siguiente, como se aprecia en la figura 5.2.8.4.1.4.

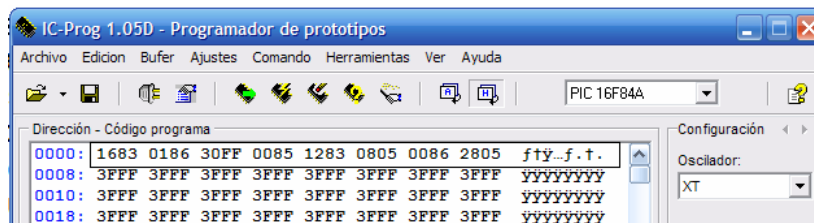


Figura 5.2.8.4.1.4 : Datos a grabar en el microcontrolador

Para proceder a la grabación del chip basta con activar el menú comando> Programa todo, o bien pulsar la tecla F5, esto se aprecia en la figura 5.2.8.4.1.5.

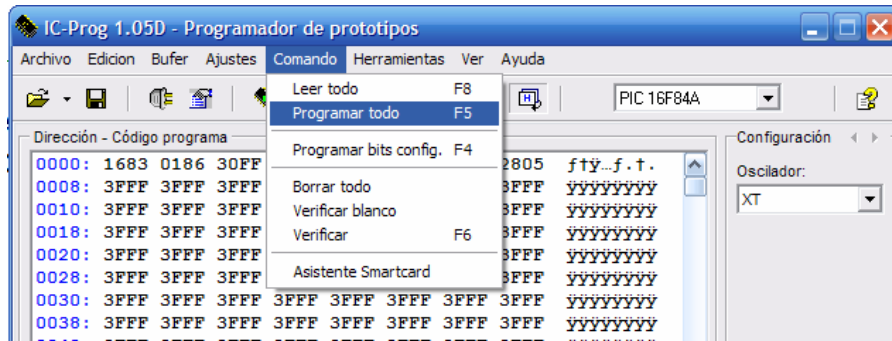


Figura 5.2.8.4.1.5 : Comienzo de programación del PIC16F84A

El proceso de grabación se ira mostrando, tal como se aprecia en la figura 5.2.8.4.1.6.

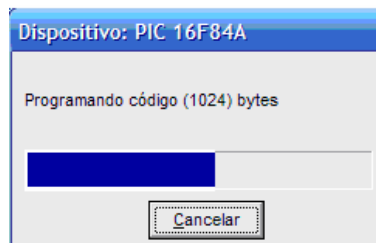


Figura 5.2.8.4.1.6 : Proceso de grabación y verificación

Una vez grabado el PIC16F84A se debe de extraer del programador y comprobar su correcto funcionamiento dentro del circuito correspondiente. En este caso el programa lo que hace es sacar por el puerto B el dato leído por las cinco líneas del puerto A al que está conectado un array de interruptores, lo cual se puede verificar, observando la figura 5.2.8.1.2.

Finalmente los datos grabados en el microcontrolador y la configuración se pueden salvar a un fichero utilizando el procedimiento usual de Windows mediante la selección del menú Archivo> Guardar como y colocando al archivo un nombre con extensión *.bin, como por ejemplo *controlador_01.bin*. En este módulo 08, se tuvo que complementar también con la teoría del control automático en lo referente al diseño del controlador de corriente de sistema de conversión de CD-CD, por medio de una técnica de propulsión o de inyección de armónicos, en el mejoramiento del factor de potencia y eliminación de la quinta armónica en sistema de distribución de alimentación trifásica, la cual ve al molino 03.

5.2.8.2 Análisis de sistemas lineales de control

Se diseña un sistema de control consistente en componentes interconectados para lograr un objetivo deseado. La ingeniería de control se basa en los fundamentos de la teoría de la realimentación y el análisis de los sistemas lineales, e integra los conceptos de las teorías de las redes y de comunicación. El sistema de control es una interconexión de componentes que forman una configuración del sistema que proporciona una respuesta deseada. Un sistema de control de lazo abierto utiliza un regulador o actuador de control para obtener la respuesta deseada sin emplear la realimentación, como se aprecia en la figura 5.2.8.2.1.

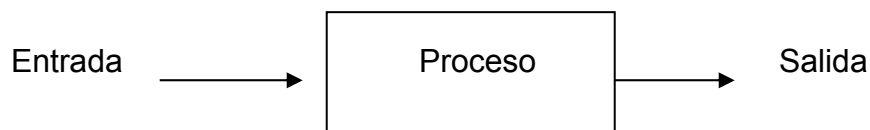


Figura 5.2.8.2.1 : Proceso a controlar

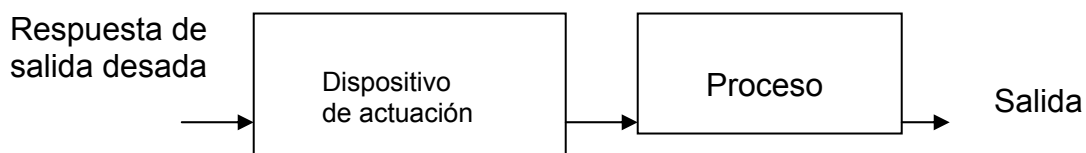


Figura 5.2.8.2.2 : Sistema de control de lazo abierto

En contraste con un sistema de control de lazo abierto, un sistema de control en lazo cerrado utiliza una medida adicional de la salida real, para compararla con la respuesta deseada. La medida de la salida se denomina salida de realimentación. Este sistema de lazo cerrado con realimentación tiende a mantener una relación prescrita de una variable del sistema con otra, comparando funciones de estas variables en la salida deseada (referencia u orden) y usando la diferencia como un medio de control, como se aprecia en la figura 5.2.8.2.3.

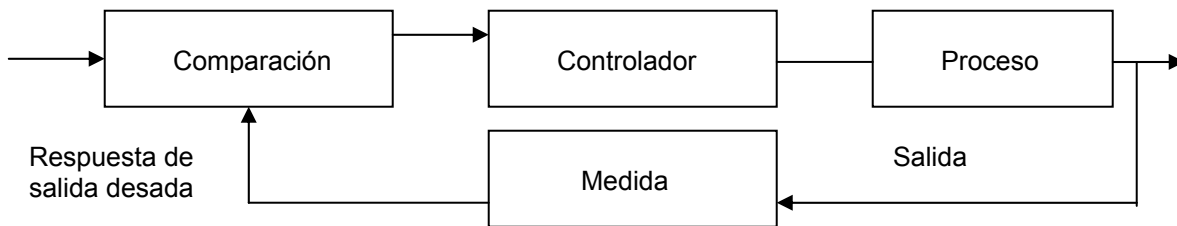


Figura 5.2.8.2.3: Sistema de control de lazo cerrado

La introducción de la realimentación permite controlar una salida deseada y puede mejorar la precisión, pero requiere que se preste atención a la estabilidad de la respuesta. Esto se aprecia mejor en la figura 5.2.8.2.4.



Figura 5.2.8.2.4: Sistema de control de lazo cerrado con diferencia.

La diferencia (esto es el error) entre la respuesta de salida deseada y una medida razonablemente precisa de la salida real se calcula tal y como se muestra en la figura 04. Como diseñadores, se debe de proceder a configurar un sistema que tenga el comportamiento de control deseado. Este sistema normalmente consiste en un sensor, el proceso de bajo control, un actuador, y un controlador, como se observa en la figura 5.2.8.2.5 .

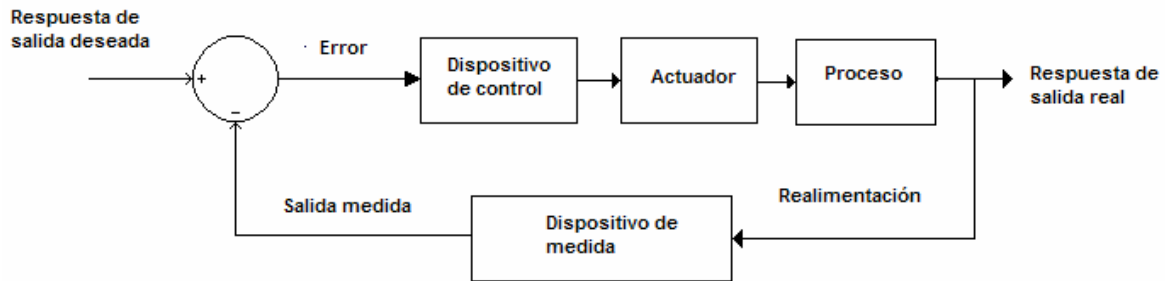


Figura 5.2.8.2.5: Sistema con realimentación negativa en lazo cerrado con dispositivo de control o controlador.

Es importante señalar que pueden representar cada uno de los bloques de la figura 5.2.8.2.5. Por ejemplo el controlador o dispositivo de control, puede ser representado, por el conductor de un automóvil, el actuador puede ser el mecanismo de dirección o volante, y el proceso a controlar, es en este caso el automóvil o vehículo automotriz, y finalmente el dispositivo de medida o sensor, es la medida visual y táctil del conductor.

Es importante señalar que el controlador, puede ser representado por un amplificador de suma, que comparará la respuesta deseada, y la respuesta real, para luego transferir esta señal de medida del error a un amplificador.

La capacidad de obtener aproximaciones lineales de sistemas físicos, permite el análisis de considerar el uso de la Transformada de Laplace. Las soluciones para la respuesta temporal se obtienen mediante las siguientes operaciones :

1. Obtener las ecuaciones diferenciales.
2. Obtener la L de la ecuaciones diferenciales.
3. Resolver la transformada algebraica resultante para la variable de interés.

La transformada de L para una función en el tiempo, es :

$$F(s) = \int_{0^-}^{\infty} f(t)e^{-st} dt = L[f(t)] \quad (62)$$

La transformada inversa de Laplace se escribe como :

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} F(s)e^{+st} ds \quad (63)$$

Para un sistema masa-resorte-amortiguador y aplicando L a la ecuación diferencial se llega que :

$$Y(S) = \frac{(Ms + b)y_0}{Ms^2 + bs + k} = \frac{p(s)}{q(s)} \quad (64)$$

Donde el polinomio q(s) en el denominador, cuando se iguala a cero, se denomina ecuación característica, pues las raíces de ésta ecuación determinan el carácter de la respuesta temporal. A esta raíces se les denomina también polos del sistema.

Las raíces del polinomio p(s) en el numerador se le conocen como ceros del sistema, por ejemplo $s=-b/M$ es un cero de la ecuación (64). Los polos y ceros son frecuencias críticas. En los polos la función Y(S) se hace infinita, mientras que los ceros de la función se hacen cero. Los puntos en el plano s de frecuencia compleja de los polos y ceros muestran gráficamente el carácter de la respuesta transitoria natural del sistema

Consideración del caso del convertidor reductor de CD-CD para el tipo sub-amortiguado, la ecuación Y(S) es :

$$Y(S) = \frac{(s + 2\xi\omega_n)(y_0)}{s^2 + s\xi\omega_n + \omega_n^2} \quad (65)$$

Donde ξ es la razón de amortiguamiento adimensional y ω_n es la frecuencia natural del sistema. Las raíces de la ecuación característica son :

$$s_1, s_2 = -\xi\omega_n \pm \omega_n\sqrt{\xi^2 - 1} \quad (66)$$

Cuando :

$\xi > 1$, las raíces son reales SOBREAMORTIGUADO

$\xi < 1$, las raíces son complejas conjugadas SUBAMORTIGUADO

$\xi = 1$, las raíces son repetidas y reales y la condición se llama AMORTIGUAMIENTO CRITICO.

La función de transferencia de un sistema se define como la relación entre la transformada de Laplace de la variable de salida y la transformada de Laplace de la variable de entrada, suponiendo que todas las condiciones iniciales son cero. La función de transferencia de un sistema o (elemento) representa la relación que describe la dinámica del sistema considerado.

5.2.8.2.1 Utilización en PSpice en el análisis de sistemas lineales de control

Se explicará un procedimiento para visualizar y analizar la respuesta en el tiempo de un sistema lineal, ante una entrada determinada, teniendo en cuenta que éste vendrá definido con ecuaciones diferenciales. Por ejemplo² se quiere regular la tensión de salida de un alternador. Mediante un sistema de control, se toma una señal de realimentación $V_r(t)$ procedente de la salida $y(t)$ acondicionada, se comparará a su vez, con la tensión de referencia de entrada $u(t)$, generando un error $e(t)$, que actúa sobre las variables $v_a(t)$ y $v(t)$ pertenecientes al mecanismo que mueve al alternador para regular la salida del valor deseado. El esquemático del sistema está en la figura 5.2.8.2.1.1 :

² Tomado este ejemplo del libro "Edición y Simulación de Circuitos con OrCAD", pág 347-348.

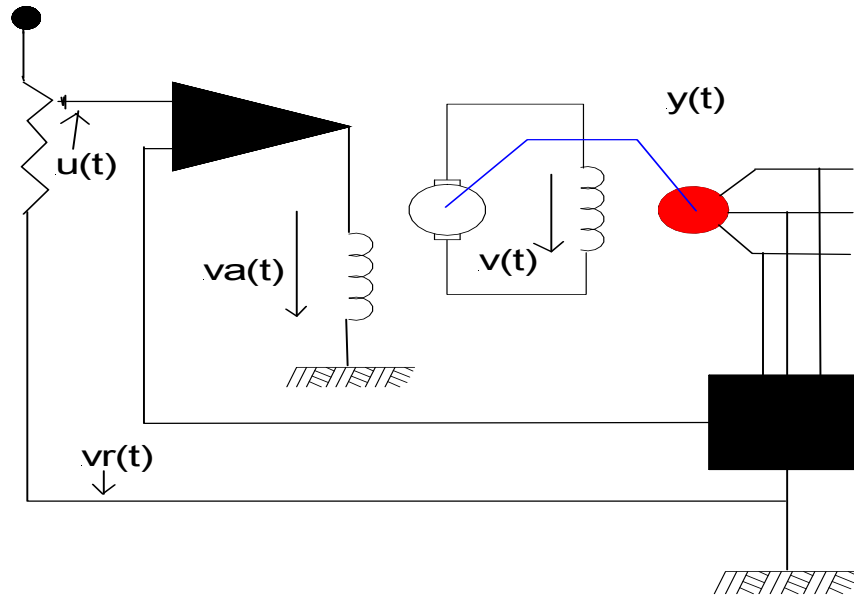


Figura 5.2.8.2.1.1: Sistema de control de regulación de voltaje esquemático.

Tratamiento de ecuaciones :

$$u(t) - vr(t) = e(t) \quad (67)$$

$$va(t) = 10e(t) \quad (68)$$

$$vr(t) = 0.01y(t) \quad (69)$$

$$200va(t) - 10v(t) = \frac{dv(t)}{dt} \quad (70)$$

$$200v(t) - 25y(t) = \frac{dy(t)}{dt} \quad (71)$$

En la edición del diagrama de bloques, una vez que se tienen las ecuaciones diferenciales del sistema, se puede proceder a la edición del diagrama de bloques, como se observa en la figura 5.2.8.2.1.2.

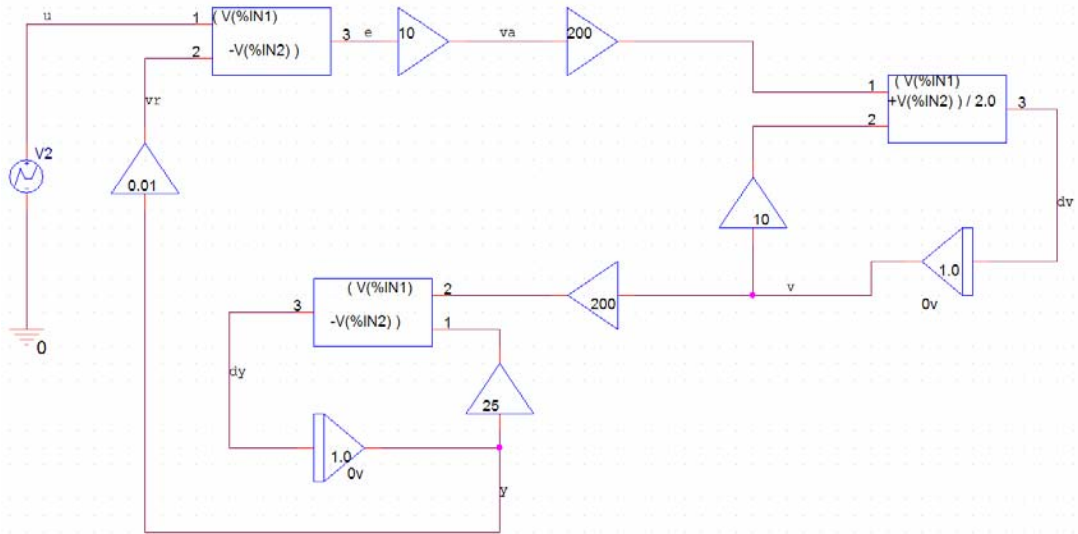


Figura 5.2.8.2.1.2: Diagrama de bloques del sistema de control

Con las ecuaciones 67, 68 y 69, se implementa la porción de diagrama de bloques que se muestra a continuación en la figura 5.2.8.2.1.3 :

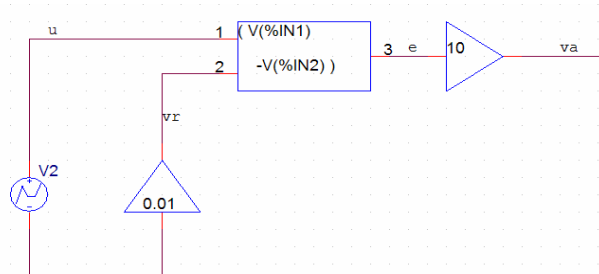


Figura 5.2.8.2.1.3: Diagrama de bloque correspondiente a las ecuaciones 67,68 y 69.

Se pueden observar a las entradas y salidas de los diferentes bloques las diversas variables que intervienen en el sistema; para su identificación, se colocan los elementos etiquetas o LABEL.

Dichas etiquetas no admiten ciertos caracteres; por ese motivo, no se escriben en función del tiempo la fuente VPWL a la entrada al sistema ($u(t)$). La porción del diagrama correspondiente a la ecuación 70, se muestra en la figura 5.2.8.2.1.4 :

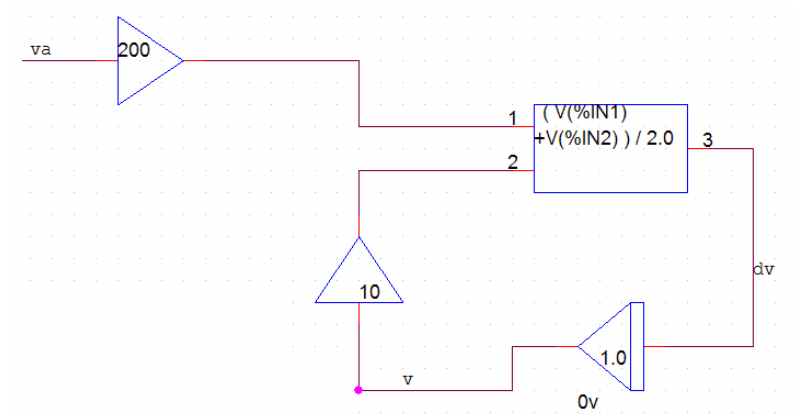


Figura 5.2.8.2.1.4: Diagrama de bloque correspondiente a la ecuación 70

Por último se muestra la parte del diagrama resultante de la ecuación 67 en la figura 5.2.8.2.1.5.

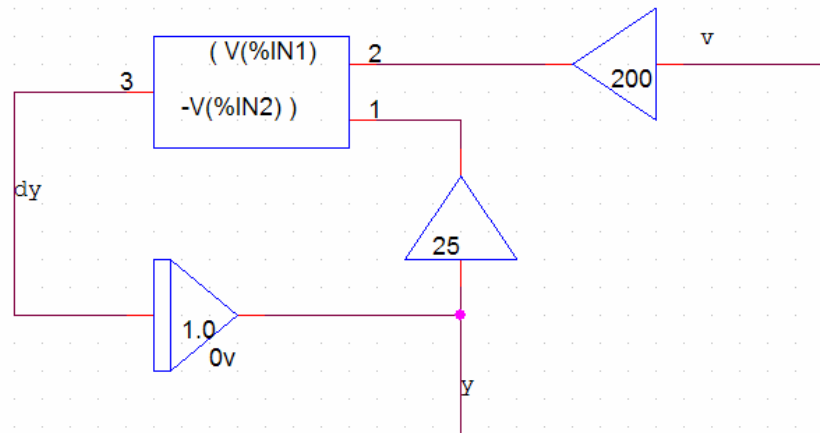


Figura 5.2.8.2.1.5: Diagrama de bloque correspondiente a la ecuación 67.

Se han de dar valores a la fuente de alimentación para poder obtener la entrada deseada, que para este caso se utilizó la fuente de tensión VPWL (*Piecewise Linear Source*) o llamada fuente de tensión a trozos. El símbolo para una fuente de este tipo es PWL, la forma general es la siguiente:

PWL (T1 V1 T2 V2 T3 V3 ... TN VN)

Donde TN es el tiempo en un punto y VN es el voltaje en un punto.

Un modelo de declaración típica de acuerdo a la forma de onda de la figura 5.2.8.2.1.6 es :

PWL (0 3 10US 3V 15US 6V 40US 6V 45US 2V 60US 0V)

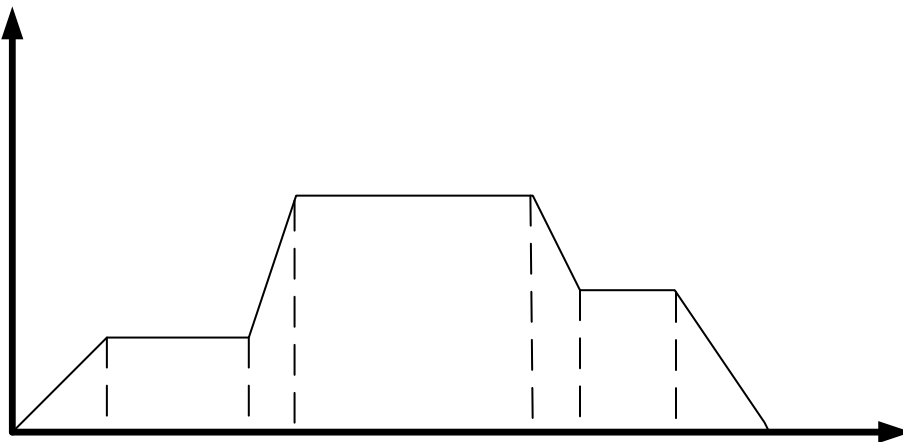


Figura 5.2.8.2.1.6: Forma de onda lineal de una fuente a trozos.

Entonces, por ejemplo si se desea aplicar un escalón unitario, se introducen los siguientes valores : T1=0, V1=0 T2=1ms V2=1V. De está forma la entrada estará a 0 hasta transcurrir 1ms de tiempo; en ese instante, la entrada parará a valer 1.

5.2.8.3 Hallando la Respuesta al Escalón de un Sistema de Control Realimentado.

Una unidad para un sistema de control realimentado, se muestra en la figura 5.2.8.3.1. Primero debemos de acordarnos de cómo se ve un sistema a lazo cerrado de segundo orden.

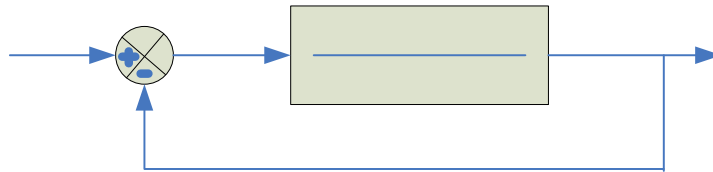


Figura 5.2.8.3.1 : Unidad de control de lazo cerrado de segundo orden

Las especificaciones de comportamiento en el *dominio del tiempo* generalmente vienen dadas en términos de la respuesta transitoria de un sistema a una señal de entrada específica. Como las señales de entrada reales son generalmente desconocidas, se suele utilizar una señal de entrada estándar o de prueba. Considérese el sistema de segundo orden, que se muestra en la figura 5.2.8.3.1. La salida en lazo cerrado es :

$$Y(S) = \frac{R(S)\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} R(S) \quad (72)$$

Con una entrada escalón unitario, se obtienen lo siguiente :

$$Y(S) = \frac{\omega_n^2}{s(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)} \quad (73)$$

Por lo que la salida transitoria según la transformada de LAPLACE, ver tabla en anexos es :

$$y(t) = 1 - \frac{1}{\beta} e^{-\xi\omega_n t} \text{sen}(\omega_n \beta t + \theta) \quad (74)$$

donde $\beta = \sqrt{1 - \xi^2}$, $\theta = \cos^{-1} \xi$, $y, 0 < \xi < 1$

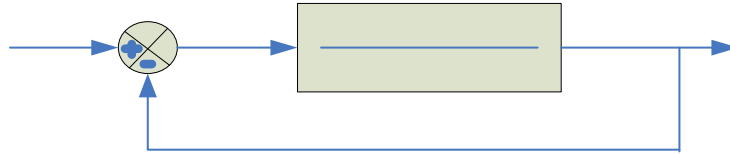


Figura 5.2.8.3.2 : Unidad de control de lazo cerrado de segundo orden con realimentación.

Las medidas estándar de comportamiento generalmente se definen en términos de la respuesta de escalón de un sistema, como se puede apreciar en la figura 5.2.8.3.3

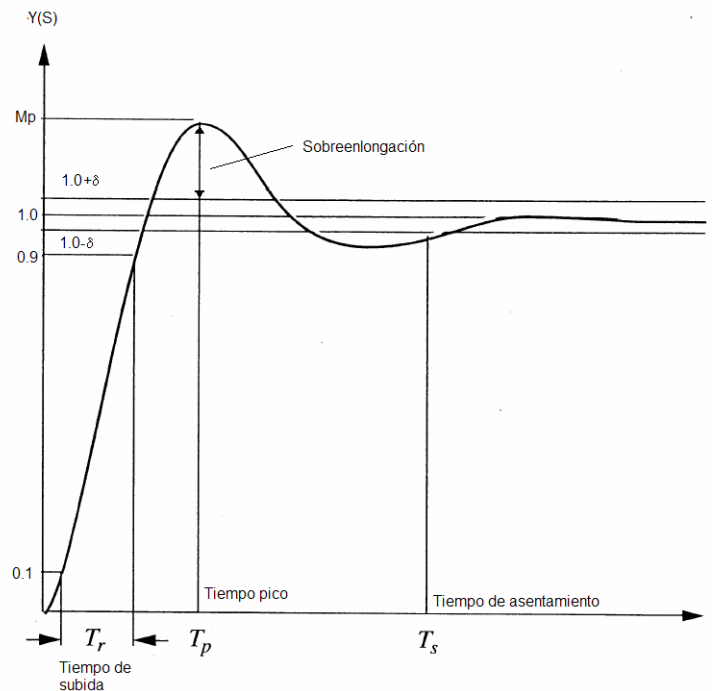


Figura 5.2.8.3.3 : Respuesta de escalón de un sistema de control de segundo orden

Seguidamente se muestra como ejemplo, de cómo se implementó el regulador de corriente para el sistema de conversión de CD-CD, para este sistema de control de la corriente de rectificación, a través de la bobina del rotor del motor síncrono. En la figura 5.2.8.3.4, se muestra un sistema de control a lazo cerrado³ :

³ Tomado del libro " Spice for Power Electronics and Electric Power", páginas : 457-458.

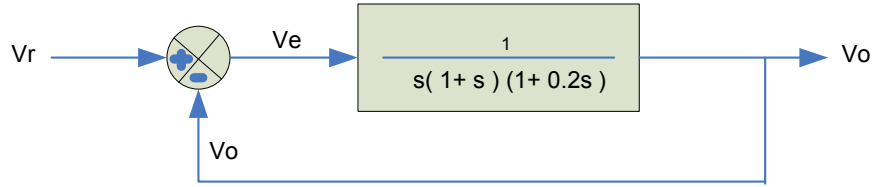


Figura 5.2.8.3.4 : Sistema de control a lazo cerrado

Las relación entre V_r , V_o y V_e , en el dominio de la frecuencia o s , utilizando Laplace es :

$$V_e(s) = V_r(s) - V_o(s) \quad (75)$$

$$\frac{V_o(s)}{V_e(s)} = \frac{k}{s(1+s)(1+0.2s)} \quad (76)$$

El cual da :

$$[s + 1.2s^2 + 0.2s^3]V_o(s) = KV_e(s) \quad (77)$$

Luego en el dominio del tiempo, se tiene como :

$$0.2 \frac{d^3 v_o}{dt^3} + 1.2 \frac{d^2 v_o}{dt^2} + \frac{d v_o}{dt} = KV_e = K(v_r - v_o) \quad (78)$$

Dividiendo ambos lados entre 0.2 da :

$$\frac{d^2 v_o}{dt^2} + 6 \frac{d v_o}{dt} + 5 v_o = 5KV_e \quad (79)$$

Donde $v_e = v_r - v_o$ o :

$$\frac{d^3 v_o}{dt^3} = -6 \frac{d^2 v_o}{dt^2} - 5 \frac{dv_o}{dt} + 5Kv_e \quad (80)$$

La ecuación 80, la podemos denotar como :

$$\ddot{v}_o = -6\ddot{v}_o - 5\dot{v}_o + 5Kv_e$$

Se puede utilizar la librería ABM para representar la función de transferencia y el comparador como se muestra en la figura 8.2.8.3.5.

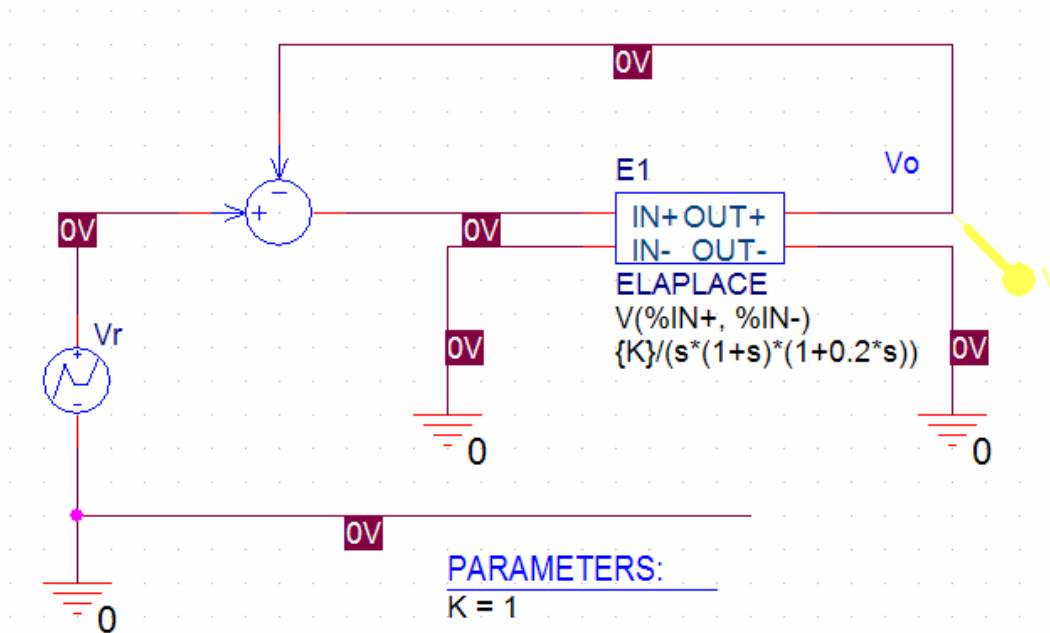


Figura 8.2.8.3.5 : Representación esquemática del sistema de control a lazo cerrado

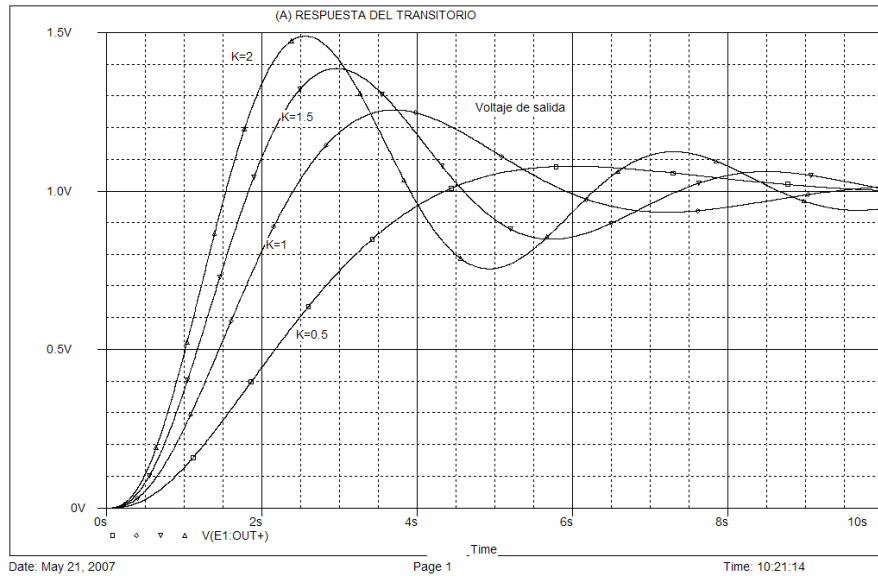


Figura 8.2.8.3.6 : Respuesta del transitorio o al escalón

5.2.8.4 Control de Corriente a Lazo Cerrado

El control a lazo cerrado, es usado en muchas aplicaciones de circuitos de potencia para controlar la forma particular de una corriente (por ejemplo, un motor de inducción con corriente de control, y fuente de corriente inversa). En este ejemplo, se simulará un circuito rectificador controlado de corriente, tal que la salida de corriente del rectificador es media senoidal, por eso se da una señal seno al lado de la entrada del rectificador. En la simulación de sistemas de control requiere de integradores, multiplicadores, sumadores (sumideros), amplificadores y generadores de función. Estas características pueden ser simuladas fácilmente por medio de PSpice. Adicionalmente las características de PSpice, tales como polinomiales, tablas, frecuencia, Laplace, parámetros, valor, y ajustes, hace que PSpice sea una herramienta versátil para simular sistemas de control complejo. Entonces para hallar la respuesta a lazo cerrado de la salida de voltaje para un IGBT o transistor de compuerta aislada como convertidor reductor, en una configuración de Chopper, implica que, a partir de la salida de los filtros EMI, de la figura 4.1.1, la entrada de voltaje sería: $v_s = 28.28Vsen(377t)$.

El circuito es operado a lazo cerrado, por lo que la salida de voltaje es $V_o = 40 \pm 0.2V$, y la corriente de entrada es senoidal con un error de 31A. Entonces el PSpice traza la respuesta de salida de voltaje v_o y la corriente de entrada i_c . Para este, el chopper se implementa con el modelo correspondiente a un IGBT, como se muestra a continuación, así para un BJT y un diodo de rodamiento libre DMOD.

El modelo para un IGBT es :

```
.MODEL IXGH40N60 NIGBT ( TAU=287.56E-9 KP=50.034 AREA=37.500E-6  
AGD=18.750E-6 VT=4.1822 KF=0.36047 CGS=31.942E-9 COXD=53.188E-9  
VTD=2.6570 ).
```

El modelo para un BJT es :

```
.MODEL QMOD NPN ( IS=6.83E-14 BF=13 CJE=1PF CJC=607.3PF  
TF=26.5NS ).
```

Y aquellos para diodos de potencia son :

```
.MODEL DMOD D ( IS=2.22E-15 BV=1200 IBV=13E-3 CJO=2PF TT=0 )
```

Entonces el voltaje pico de entrada es 28.28V. Asumiendo una caída en el diodo de 1V, el pico del voltaje rectificado viene a ser $28.28 - 2V = 26.28V$. La frecuencia de entrada es $f = 60\text{Hz}$. El diagrama de bloques para el control a lazo cerrado es mostrado en la figura 5.2.8.4.1. El error del voltaje de salida antes de pasar a través de un generador controlador, de la corriente de referencia para el controlador generador, de quien la salida de la señal portadora para el generador PWM.

La ecuación de la salida rectificada de potencia, en la carga de potencia, se obtiene así :

$$V_{ent_DC} I_{ent_DC} = \frac{V_o^2}{R} \quad (81)$$

Porque para la forma de onda senoidal rectificada $V_{promedio} = \frac{2V_{pico}}{\pi}$. Entonces la ecuación 1, viene a ser :

$$\frac{2V_m}{\pi} \frac{2I_m}{\pi} = \frac{V_o^2}{R}$$

La cual da la constante de multiplicación δ como :

$$\delta = \frac{I_m}{V_m} = \frac{\pi^2 V_o^2}{4RV_m^2} \quad (82)$$

Entonces se tiene que :

$$\delta = \frac{\pi^2 \times 220^2}{4 \times 400 \times 168^2} = 0.01$$

Un valor más alto que δ 0.01, puede incrementar la sensibilidad y da una mejor respuesta del transitorio. Pero el generador PWM, deberá operar en la región de sobremodulación si es también alta. Dejamos asumir que $\delta=0.05$. Nosotros usamos un controlador proporcional con una banda de error de ± 1 .

El circuito para simulación en PSpice de la corriente del controlador se muestra en la figura 02. La multiplicación es implementada con VALUE. Los controladores de voltaje y corriente son implementados por TABLE.

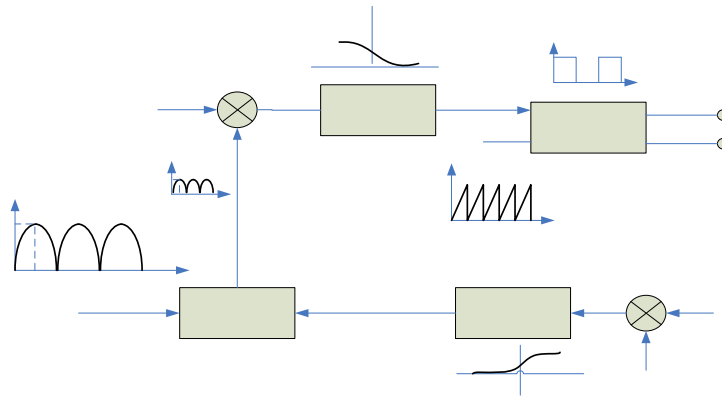


Figura 5.2.8.4.1 : Diagrama de bloques para el sistema de control a alzo cerrado

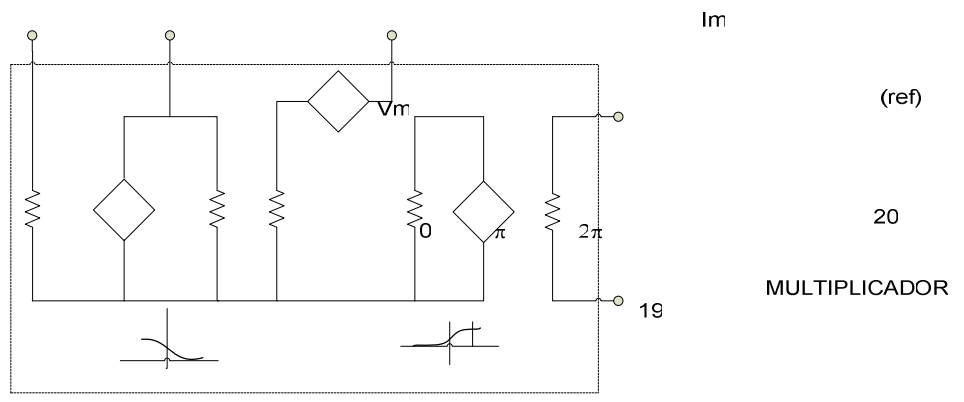


Figura 5.2.8.4.2 : Circuito para simular en PSpice

El listado para la definición del subcircuito para el controlador de corriente
CONTR

```
.SUBCKT CONTR 2 3 4 5 6
*      model      deseado  salida ent. rect corriente de entrda portadora 6
*      nombre     voltaje  voltaje voltaje  señal (voltaje)  señal
```

```
E1 8 0 TABLE {(V(2,3)) = (-0.2, 2 ) (0 , 1) ( 0.2 , 0); Controlador de voltaje
E2 5 7 VALUE = {0.05*V(4)*V(8)} ; Corriente de referencia
E3 6 0 TABLE {(V(7)) = (-0.2, 2 ) (0 , 5) ( 0.2 , 10)
.ENDS CONTR
```



NOTA

La extensión TABLE para fuentes controladas en las librerías de PSpice, permite una función de transferencia instantánea para ser descrita por una tabla. Esta forma es muy conveniente, como por ejemplo, para datos medidos, y la forma general es :

E<name> N+ N- TABLE {<expresión>} = <<(entrada) valor>, <(salida)valor>>*

G<name> N+ N- TABLE {<expresión>} = <<(entrada) valor>, <(salida)valor>>*

La extensión VALUE para fuentes controladas en las librerías de PSpice, permite una función de transferencia instantánea, para ser escrita como una función matemática en notación estándar. Las formas generales son :

E<name> N+ N- VALUE = {<expresión>}

G<name> N+ N- VALUE = {<expresión>}

El sub-circuito PWM es implementado con un ABM, ABM2 con dos entradas. El listado del sub-circuito PWM es el siguiente :

Definición del sub-circuito PWM

```
.SUBCKT PWM      1          2          3
*          model  referencia portadora salida
*          nombre voltaje   señal     voltaje
E_AB21 3 0 VALUE {IF (V(2)-V(1)>0, 10, 0)}
.ENDS PWM
```

Usando 20 pulsos por medio ciclo del voltaje de entrada, la frecuencia de interrupción del generador PWM es $f_s=40 \times 60=2.4\text{KHz}$, y el periodo de interrupción es $T_s=416.67 \mu\text{s}$.

El esquemático en PSpice, es mostrado en la figura 5.2.8.4.3, para un factor de potencia unitario, del convertidor reductor con diodo. El modelo para una fuente de voltaje pulse es el siguiente :

PULSE (V1 V2 TD TR TF PW PER)

Para este caso, la señal de referencia, se cambia como sigue :

Vref N1 N2 PULSE (1 0 1NS)

En este caso el $TR = \{ 1/(2*\text{@FS})-1ns \}$ en el esquemático, pero programado se tiene que el $TR = \{ 1/(2*\{p\}*\{fout\}) \}$, donde este es el tipo de modelo paramétrico para un ángulo de control simétrico. Entonces el circuito programa en PSpice es :

Diodo Rectificador con control de corriente por PWM ;**TITULO DEL CIRCUITO**

***DESCRIPCION DEL CIRCUITO**

.PARAM Vo_ref=220V Freq=2.0KHZ

Vr 8 0 PULSE (0 10 0 {1/({2*{Freq}}) -1ns} 1ns 1ns {1/({2*{Freq}}) } ;Señal de referencia

Vo_ref 16 0 DC {Vo_ref}

VS 4 11 SIN(0v 170v 60hz)

Vz 4 12 DC 0V

D1 12 1 DMOD ;Diodos rectificadores

D2 0 11 DMOD

D3 11 1 DMOD

D4 0 12 DMOD

Vy 1 2 DC 0v ;Fuente de voltaje para medición de corriente de entrada

H1 9 0 Vy 0.034

Rg 6 0 100K

Rb 7 6 250 ;Resistencia base transistor

L 2 3 2.5MH

```

DM 3 4 DMD ;Diodo de rodamiento libre
Vx 4 5 DC 0V ;Fuente de voltaje para medición de corriente en el inductor
R 5 0 100 ;Resistencia de carga
C 5 0 250UF IC=0V ;Filtro capacitor de carga
.MODEL DMOD D ( IS=2.22E-15 BV=1200 IBV=13E-3 CJO=2PF TT=0 ) ;Modelo
de parámetros del diodo
.MODEL DMD D ( IS=2.22E-15 BV=1200 IBV=13E-3 CJO=1PF TT=0 ) ;Modelo
de parámetros del diodo
Z1 3 6 0 IXGH40N60 ;Interrupor IGBT
.MODEL IXGH40N60 NIGBT ( TAU=287.56E-9 KP=50.034 AREA=37.500E-6
AGD=18.750E-6 VT=4.1822
+ KF=0.36047 CGS=31.942E-9 COXD=53.188E-9 VTD=2.6570 ) ;Modelo del
IGBT

```

***LLAMADA DEL SUB-CIRCUITO PARA EL CONTROL POR PWM**

```
XPW 16 15 17 9 13 CONTR
```

***DEFINICION DEL SUB-CIRCUITO CONTR**

```

.SUBCKT CONTR 2 3 4 5 6
* model deseado salida ent. rect corriente de entrada portadora
* nombre voltaje voltaje voltaje señal (voltaje) señal
E1 8 0 TABLE {(V(2,3)) = (-2, 1)
+ (-1,0) (0,1) (1,2) ; Controlador de voltaje
E2 5 7 VALUE = {0.05*V(4)*V(8)}
E3 6 0 TABLE {(V(7)) = (-3,2)
+ (-2,1) (-1,0) (0,1) (1,2) (2,3) ; Corriente de referencia
.ENDS CONTR

```

***DEFINICION DEL SUB-CIRCUITO PWM**

```

.SUBCKT PWM 1 2 3
* model referencia portadora salida
* nombre voltaje señal voltaje
E_AB21 3 0 VALUE {IF (V(2)-V(1)>0, 10, 0)}
.ENDS PWM

```

***ANALISIS DEL CIRCUITO**

.TRAN 1US 35MS

;Análisis del transitorio

.FOUR 60HZ I(Vz)

;Análisis de Fourier

***DESCRIPCION DE LA SALIDA**

.PROBE

;Post-procesador gráfico

.OPTIONS ABSTOL=1.00U RELTOL=0.01 VNTOL=0.1 ITL5=0 ;Convergencia

***FINAL DEL CIRCUITO**

.END

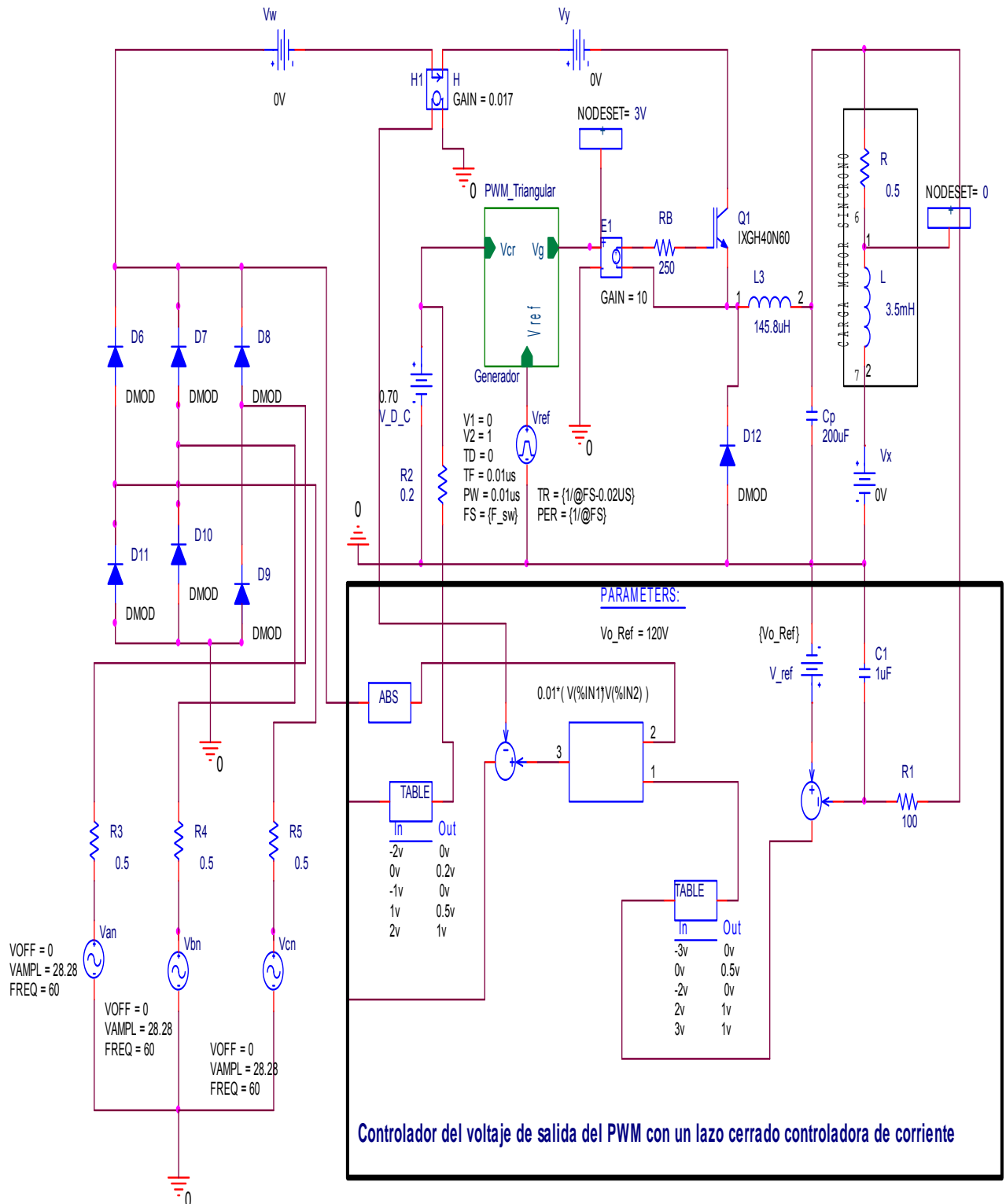


Figura 5.2.8.4.3: Diagrama completo del controlador de corriente para el convertidor CD-CD reductor

5.2 Descripción del software

De los diferentes módulos comentados anteriormente, en los que respecta al módulo 8, se utilizó el lenguaje ensamblador del PIC16F84A, en lo que, el trabajo con los puertos b, pues ellos, hacen posible por medio de señales físicas, ya sea por sonidos o por luces, la indicación del paso de la señal hacia el sistema de comunicación en Foxboro. El diagrama de flujo que modelo este algoritmo de comunicación, se puede ver en la figura 5.2.1.

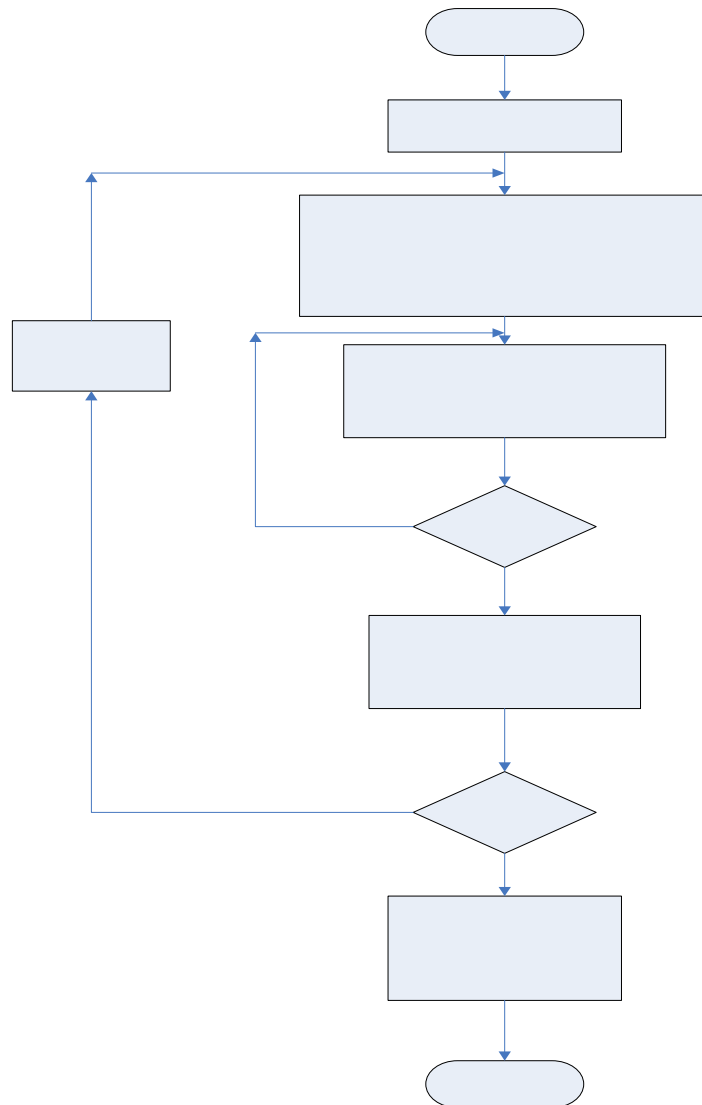


Figura 5.2.1 : Diagrama de flujo para el PIC16F84A

Por otra parte se realizaron una serie de rutinas de comprobación de arranque del sistema de alimentación del chopper, en el caso de corriente y voltaje de compuerta, como se aprecia en los diagramas de flujo de las figuras 5.2.2 y 5.2.3.

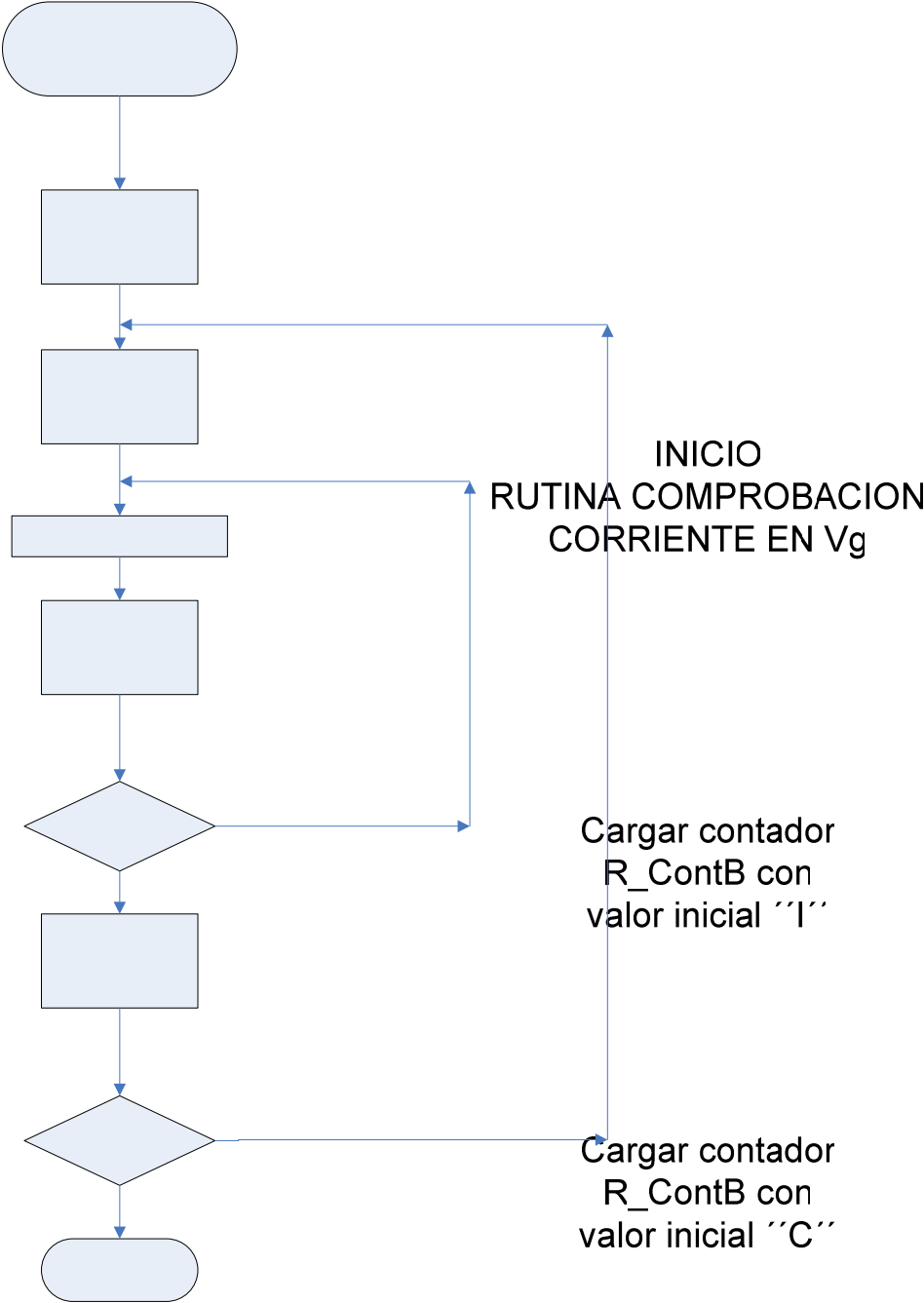


Figura 5.2.2 : Diagrama de flujo para el PIC16F84A para sub-rutina de corriente en Vg

Pequeño tiempo de espera

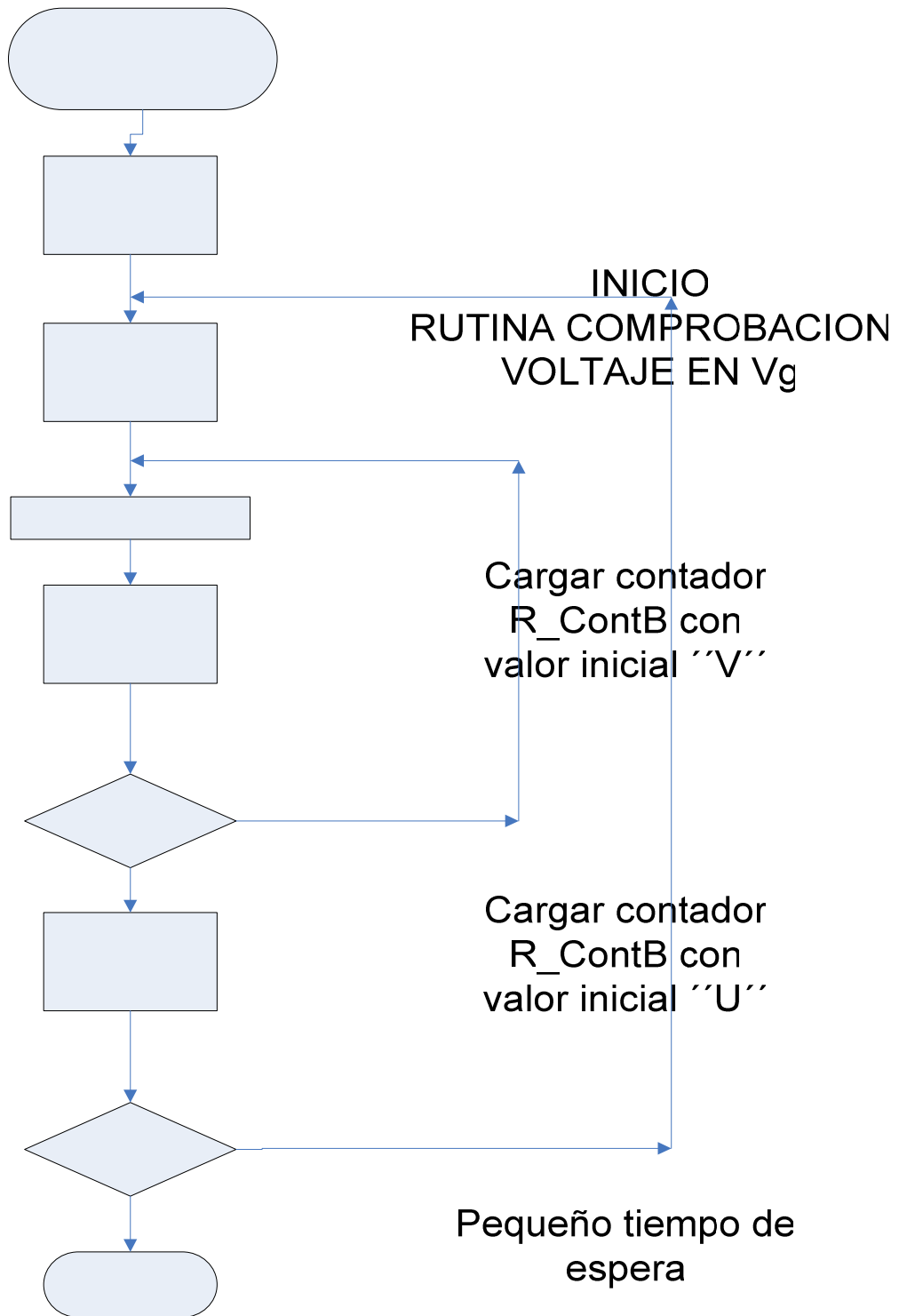


Figura 5.2.3 : Diagrama de flujo para el PIC16F84A para sub-rutina de voltaje en Vg

Decrementar
R_ContA

En este caso lo que se quiere son implementar tiempos de espera, mientras el sistema con PIC comprueba que en la compuerta del PWM está llegando voltaje y corriente a la compuerta de Vg, de modo que estos intervalos de subrutina, se basen en un lazo simple de algunas instrucciones, que se repitan varias veces, como sea necesario, hasta conseguir el retardo predefinido, como se puede apreciar en las subrutinas de las figuras 5.2.2 y 5.2.3. Pero para que estas subrutinas tengan efecto debe de ejecutarse primero un programa secundario del principal, con el fin de realizar el llamado de las mismas, como se aprecia en el diagrama de flujo de la figura 5.2.4.

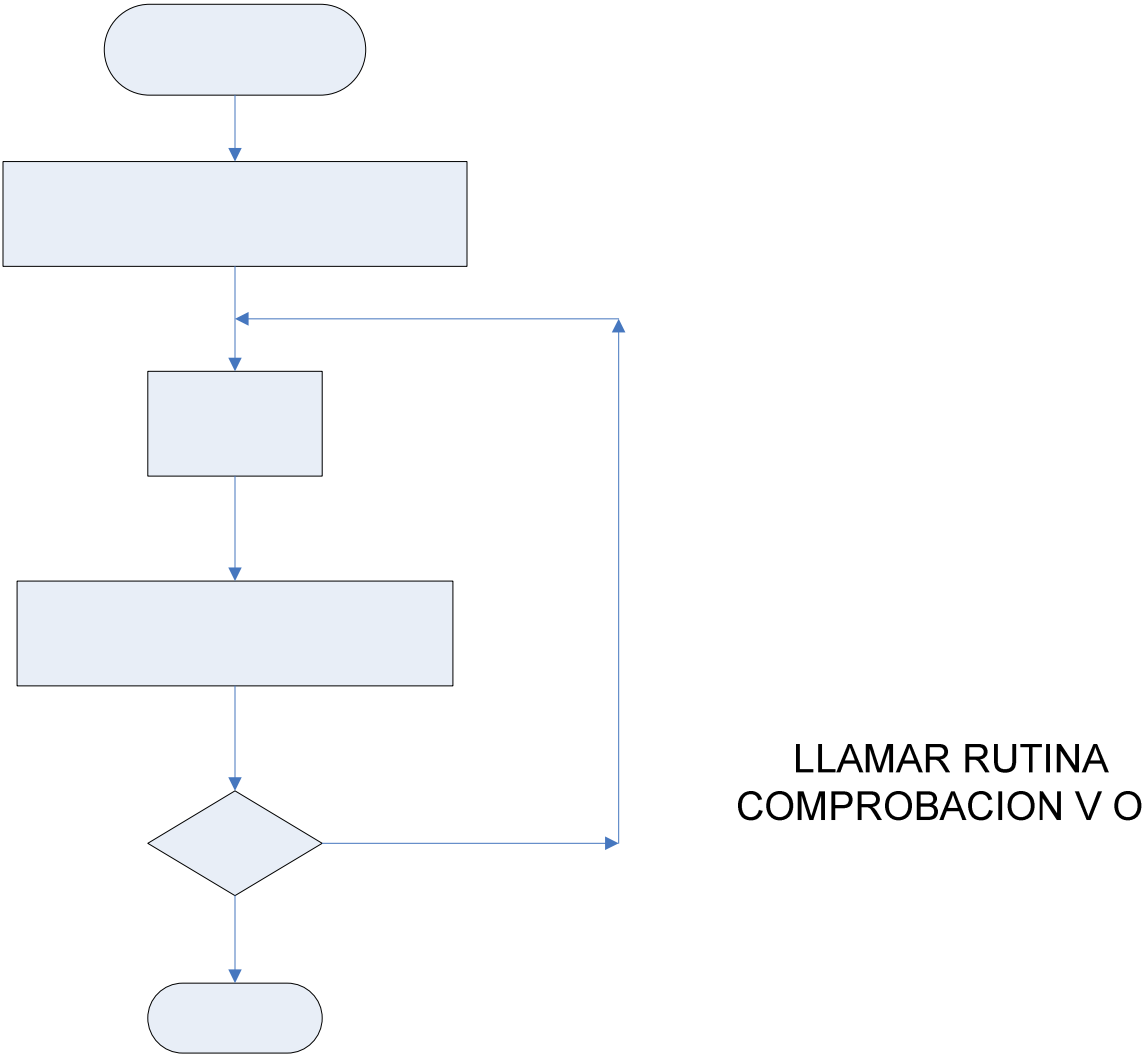


Figura 5.2.4 : Diagrama de flujo para el PIC16F84A para sub-rutina principal CARGAR CONTADOR R_ContA con
o U

Capítulo 6: Resultados y análisis

Respecto al primer módulo correspondiente al transformador trifásico, el circuito fue mostrado en la figura 5.2.1.2, los criterios utilizados para su simulación, corresponden a un transformador lineal, en el plano de Orcad PSpice, cuya ecuación (9), de donde se establece el cálculo de las bobinas de este transformador trifásico, en la cual la ecuación establece, que la relación de transformación para una sola fase, es inversamente proporcional, al factor de acoplamiento K, y considerado con una magnitud aproximada de 0.999. Es importante ver el hecho, que se supone un valor de inductancia de $L1=L2=L3$ de 1.2mH y las inductancias del secundario de $L4=L5=L6 = 2.5\mu H$, como se establece en los siguientes cálculos.

De la ecuación 12, se puede calcular que el $V_m = 20x\sqrt{2} \approx 29V_p$, por lo que su valor medio en cd sería de : $V_{cd} = 0.6366(29) \approx 18.46V$. Entonces de acuerdo a la ecuación 10, y de acuerdo a estos valores calculados de cd, y partiendo del hecho de que la potencia del transformador trifásico de la tabla 02 es de 40KVA, implica que, la corriente en el secundario es de aproximadamente 1153A con pérdidas en los devanados, pero si se calcula, esta misma corriente sin pérdidas se obtienen que $I_s = KVAx1000/V_s = 40x1000/20 = 2000A$, entonces las pérdidas son de : $P = P_{ideal} - P_{no-ideal} = 2000A - 1153A = 847VA$. Debido a esto, la corriente en pérdidas en el transformador trifásico en el lado del secundario, se calcula como, $I_{ps} = VA/V_s = 847/20 = 42.35A_{ps}$. Entonces la corriente con pérdidas es de 1153A, es decir, la $I_m = (\sqrt{2})I_{rms} = (\sqrt{2})1153 = 1630Ap$. Entonces la $I_{cd} = 0.6366I_m = (0.6366)(1630) = 1037.658A$ Entonces el valor de Icd, para este transformador en su secundario, como se hizo para el cálculo de Vcd, para el cálculo de la resistencia media de este transformador hace que se llegue a que, $R_M = 18.46V/1037.66A \approx 0.01779\Omega$, además Rf es el valor promedio de la resistencia de fase, se define como : $R_f = 0.01779\Omega/2 = 0.008895\Omega$.

Entonces con estos valores de resistencia óhmica, y el cálculo de las inductancias, tanto para el primario trifásico, como para el secundario, se pueden observar en la figura 5.2.1.2, de acuerdo a la fórmula 9. Si asumimos un factor de acoplamiento $K = 0.999$ y un valor de inductancia de $L_1 = L_2 = L_3 = 1.2mH$ en el bobina trifásico e iguales para obtener un sistema balanceado, implica que las bobinas del secundario son : $L_4 = L_5 = L_6 = L_{123} / (aK)^2 = (1.2mH) / (22 \times 0.999)^2 \approx 2.5\mu H$, debe de señalarse que la relación de transformación es de $a = V_1 / V_2 = 440V / 20V = 22$

La simulación en PSpice para los devanados tanto primarios como secundarios, se pueden observar en las figuras: 6.1.

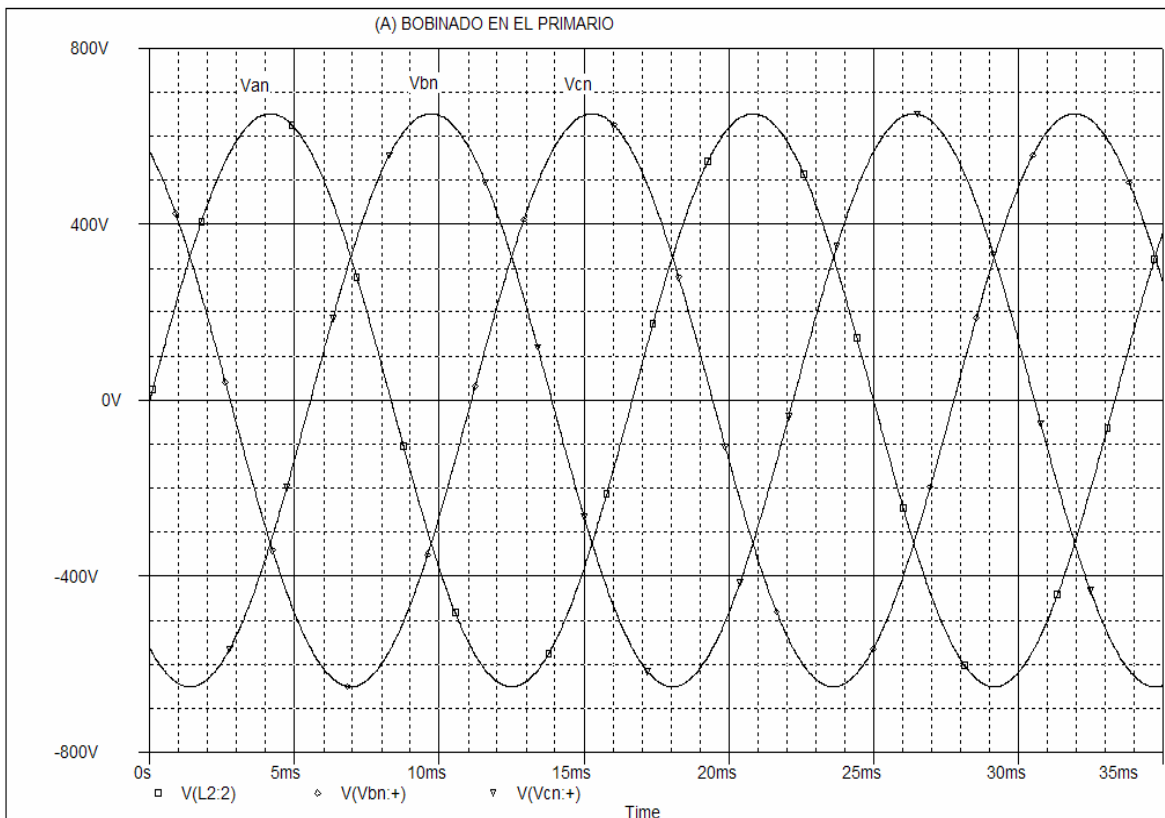


Figura 6.1 : Voltajes trifásicos en el bobinado del primario

La salida correspondiente al bobinado secundario del módulo de transformador trifásico, se aprecia en la figura 6.2.

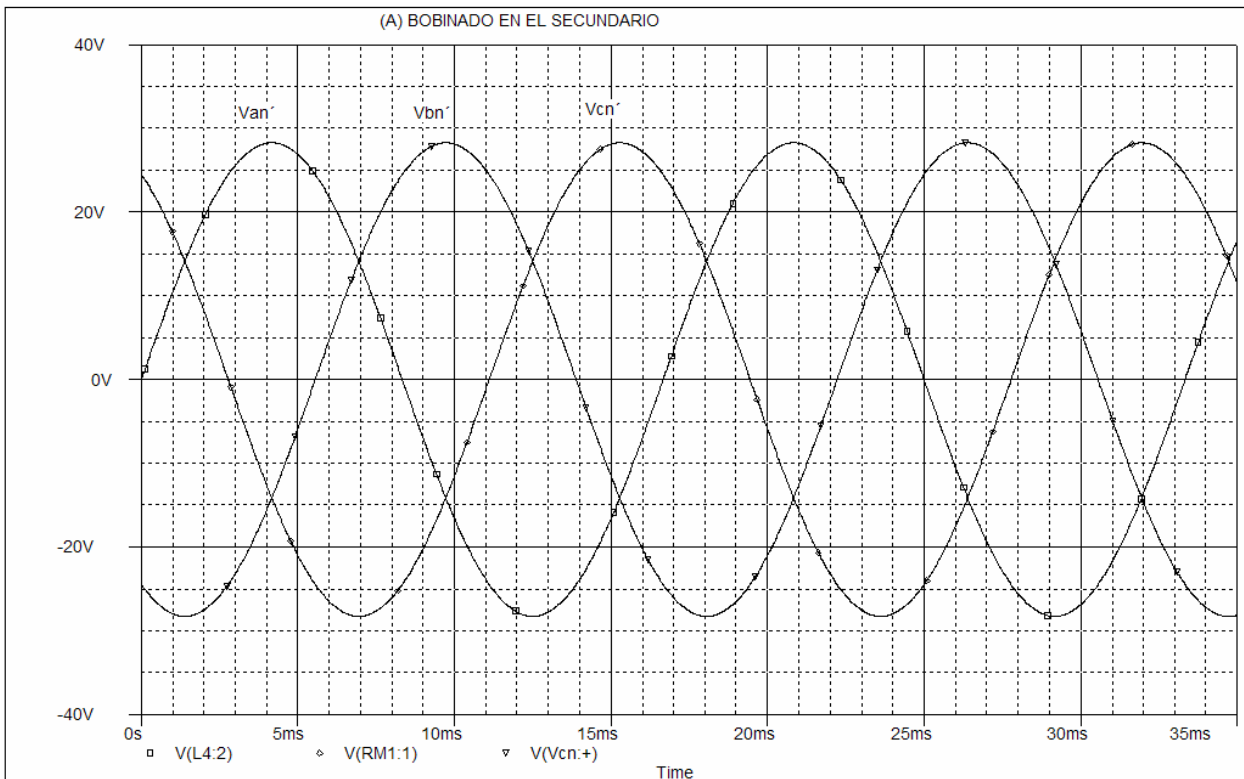


Figura 6.2 : Voltajes trifásicos en el bobinado del secundario

Como se mostró anteriormente, tanto en las figuras 6.1 y 6.2, se cumple el objetivo se simular los voltajes del transformador trifásico. El cual fue tratado desde el punto de vista lineal, para poder utilizar la ecuación 9, esto con el fin, de poder haber obtenido el valor de las bobinas de L1 y L4, de los bobinados tanto primarios como secundarios, cuyos valores fueron de 1.2mH en el primario, y de 2.5uH en el secundario, como se constatan en los cálculos realizados anteriormente. Con respecto al módulo 02, correspondiente a los filtros EMI, éstos se trabajaron desde dos puntos de vista, como filtros paso bajos de segundo orden, en lo referente a la eliminación de frecuencias altas a la fundamental, y protección del sistema, ante armónicas de alta corriente, que pueden destruir a los semiconductores de potencia, como lo son, los contenidos en el rectificador

trifásico de este diseño, así como los dispositivos de interrupción periódica del chopper como reductor, es decir, del MOSFET de potencia, así como el del IGBT.

Es de vital importancia analizar en este apartado, lo que implica estos filtros, desde el punto de vista de las perturbaciones armónicas, pues la energía eléctrica, que normalmente se distribuye bajo la forma de tres tensiones que definen un sistema trifásico senoidal, hace que se permita suministrar la potencia eléctrica necesaria a los equipos y dispositivos electrotécnicos, pues es de especial importancia la procedencia de esta tensión trifásica, pues es necesario conservar la información que se esté transmitiendo a través del chopper, pues si esta alimentación deja de ser senoidal, aparecen perturbaciones que afectan o afectarán al chopper, y por ende a todo el sistema de conversión de CD-CD, pues provocará fallos de funcionamiento y calentamiento de los receptores o cargas a alimentar.

Aquí los receptores es el motor síncrono, y transformador trifásico, pues participan en la distorsión de la onda senoidal de tensión, pero no son los únicos responsables, es decir, también el chopper contribuye a la proliferación de perturbaciones eléctricas. Entonces estas cargas distorsionantes o receptores no lineales, producen en la red eléctrica corrientes distorsionadas, que cuando tienen una amplitud considerada, y en función de la impedancia de la red, van a modificar la forma de la onda senoidal. Entonces la señal distorsionada de este modo está compuesta por armónicos que se traducen en pérdidas eléctricas o en fallos de funcionamiento de la red eléctrica de alimentación.

Es importante analizar el hecho, de que las cargas distorsionantes, o llamadas también no lineales, actualmente se presentan, en muchos dispositivos, como reguladores de velocidad, o incluso rectificadores, esto dentro del sector industrial, pero también en las fuentes conmutadas de los ordenadores y en los ondulatorios de tensión.

El conjunto de estos dispositivos distorsiona las señales eléctricas de la red y, en consecuencia, la corriente y la tensión, produciendo corrientes y tensiones armónicas [Félice, Erick,2000].

En otras palabras, cuando las señales eléctricas de gran amplitud de los equipos industriales, en este caso el molino 03, se alejan de la senoidal pura, se obtiene lo que se denomina *señal distorsionada*. Esto se puede observar en la figura 6.3.

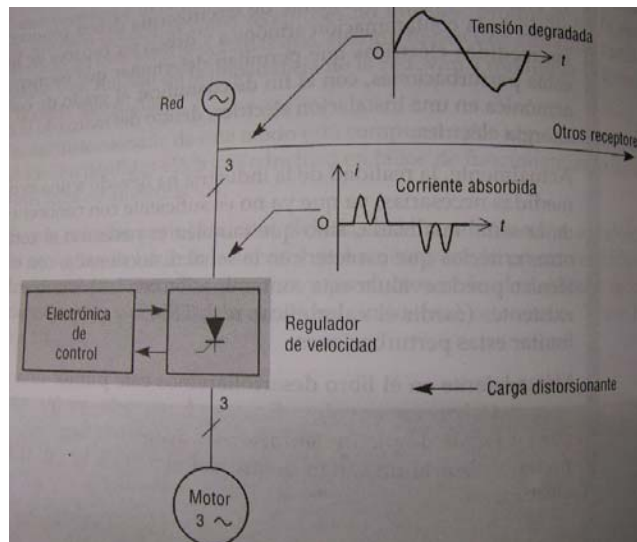


Figura 6.3 : Presencia de corriente distorsinada en motores síncronos.

Entonces las señales distorsionadas representan una variación de la señal original, y están formadas por la onda fundamental y un determinado número de senoides de frecuencias y amplitudes diferentes, denominadas armónicos. La suma de éstas señales senoidales de frecuencias y amplitudes diferentes constituyen la señal distorsinante. Las señales distorsionadas son múltiplos de la frecuencia fundamental de 60Hz de la tensión de red, como se aprecia en la figura 6.4 y 6.5. Además el orden del armónico se define como, la relación entre la frecuencia de armónico considerado y la frecuencia fundamental, como se ve en la ecuación 83.

$$Orden = \frac{f_{armónico}}{f_{fundamental}} \quad (83)$$

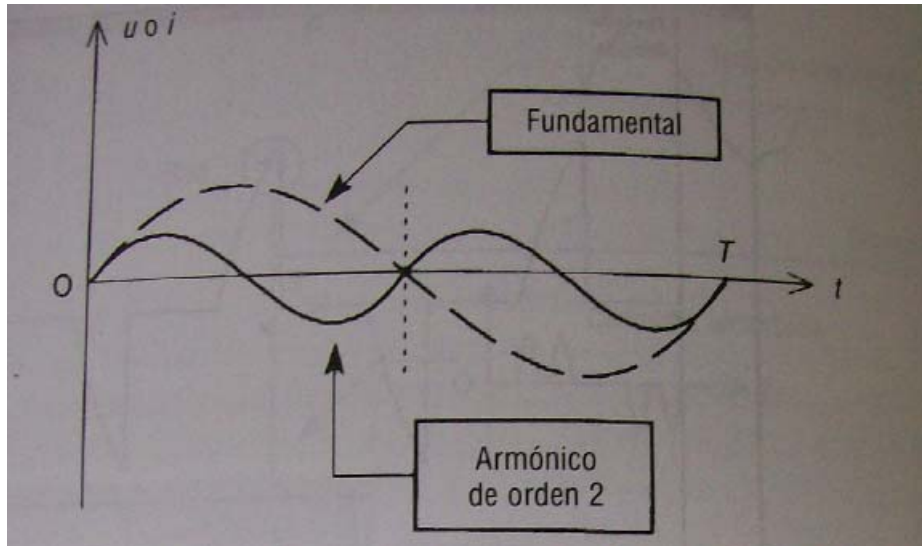


Figura 6.4 : Señal fundamental y su armónico 2 a una frecuencia de $60\text{Hz} \times 2 = 120\text{ Hz}$

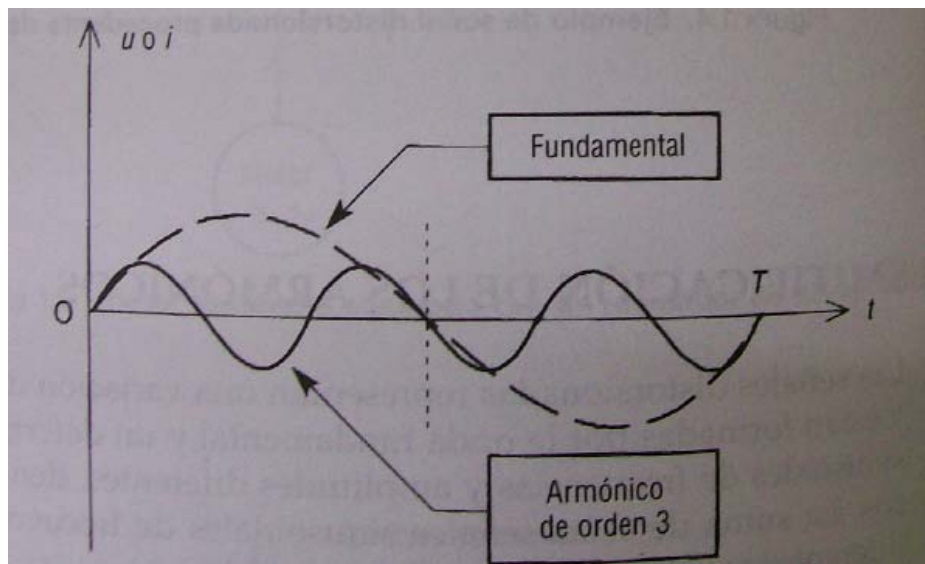


Figura 6.5 : Señal fundamental y su armónico 3 a una frecuencia de $60\text{Hz} \times 3 = 180\text{ Hz}$.

Entonces los filtros pasabajos, que se mostraron en el capítulo 02, tienen el fin de eliminar estas componentes armónicas, de modo tal, que si estos filtros están asociados a un condensador y una bobina en serie, con la finalidad de obtener la frecuencia de resonancia en un armónico dado.

Entonces de acuerdo a los valores calculados, tanto de inductancia como de capacitancia, y de una resistencia de una resistencia para descarga, hace que este filtro EMI se sintonice para el filtrado de armónicos por arriba de los 60Hz de la frecuencia fundamental, principalmente los de orden impar, que deformar la señal, como se explicó anteriormente. Entonces el circuito paso bajos utilizado y su simulación en PSpice en un análisis de frecuencia se observan en las figuras 6.5 y 6.6.

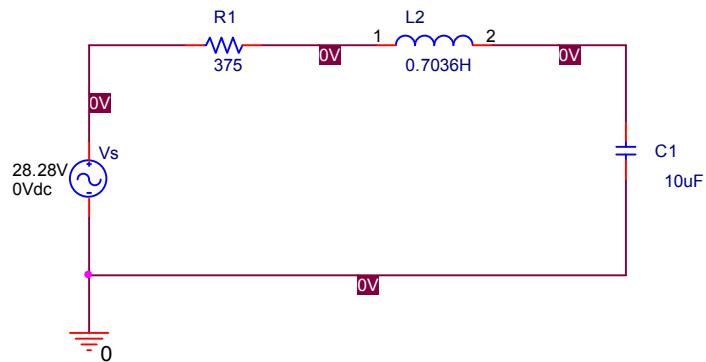


Figura 6.5 : Circuito paso bajos en PSpice a una frecuencia de 377rad/s

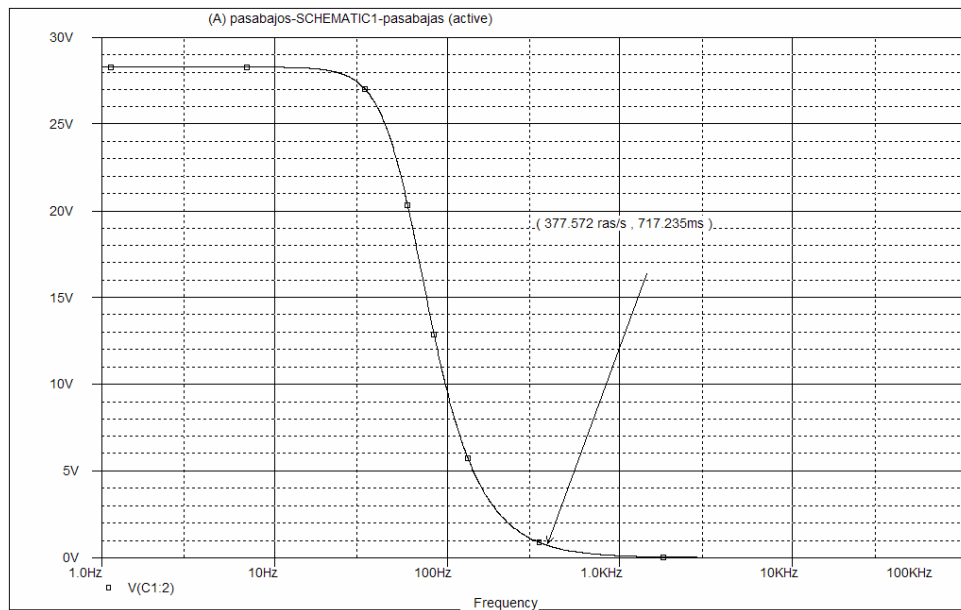


Figura 6.6 : Respuesta en frecuencia del filtro pasa-bajo a 377rad/s

Para el caso de un filtro pasa altas, correspondiente al bloque de realimentación del sistema de control del circuito, vemos que este se caracteriza en la figura 6.7 y su respuesta de frecuencia en la figura 6.8. El filtro paso alto consiste del bloqueo del capacitor C_b y el filtro resistor R_b . Este circuito recibe la componente cd del voltaje rectificad de cd, y es eliminado por el capacitor de bloqueo. Desde la impedancia de bloqueo del capacitor C_b en la línea de frecuencia es mucho más pequeña que R_b , el voltaje a través de R_b que es cercanamente idéntico a la componente de ac. Como resultado, la componente de ca escalada del voltaje rectificado trifásico L-L, el cual contiene la 6ta y más altas armónicas que pueden pasar a través sin cambiar una fase. De este modo se establece la técnica de propulsión de la armónica de quinto orden inyectada de nuevo a la red, de modo que se recicle la señal de salida del chopper y así, se evite que la quinta armónica y mayores destruyan este sistema de conversión de CD-CD.

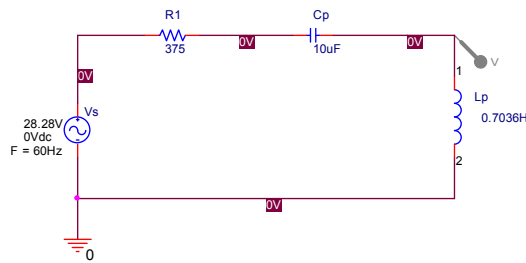


Figura 6.7 : Circuito pasa altas en PSpice a una frecuencia de 377rad/s

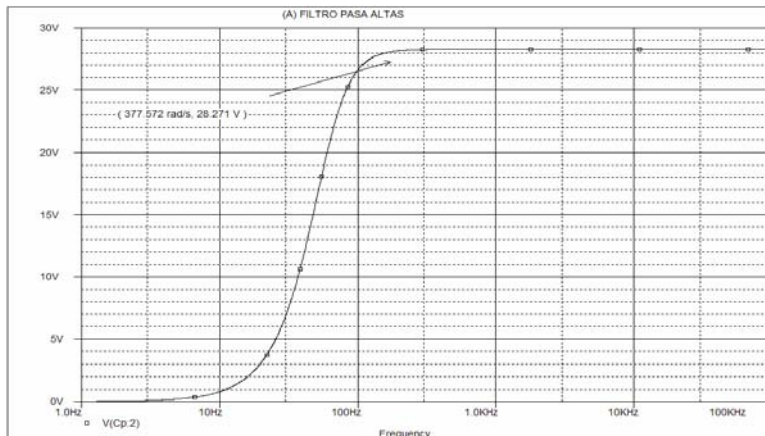


Figura 6.8 : Respuesta en frecuencia del filtro paso-alto a 377rad/s

Con respecto al módulo 03, referente al puente rectificador de onda completa trifásico con carga RL, correspondiente al motor síncrono, que alimenta al molino 03, para el convertidor de CD-CD, en el control de la corriente de CD, se obtuvo la siguiente simulación en el PSpice, y se le calcularon una serie de parámetros eléctricos en el área de la electrónica de potencia, como se muestra a continuación. En la figura 6.9, se muestra el circuito rectificador trifásico.

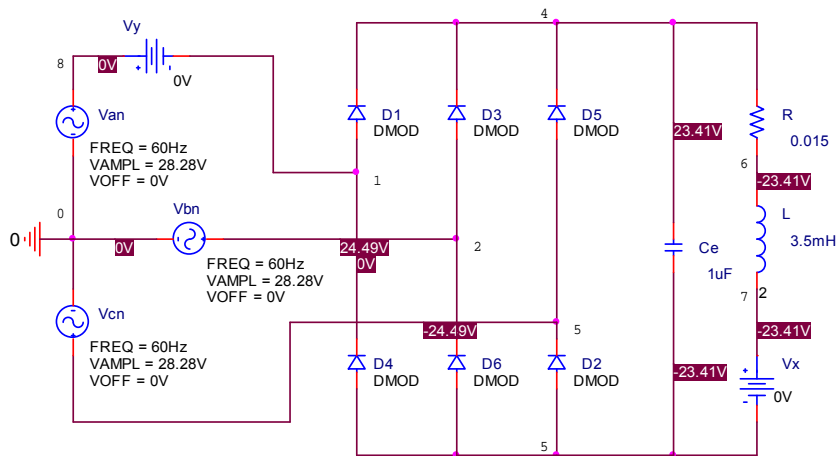


Figura 6.9 : Circuito puente rectificador trifásico con carga RL

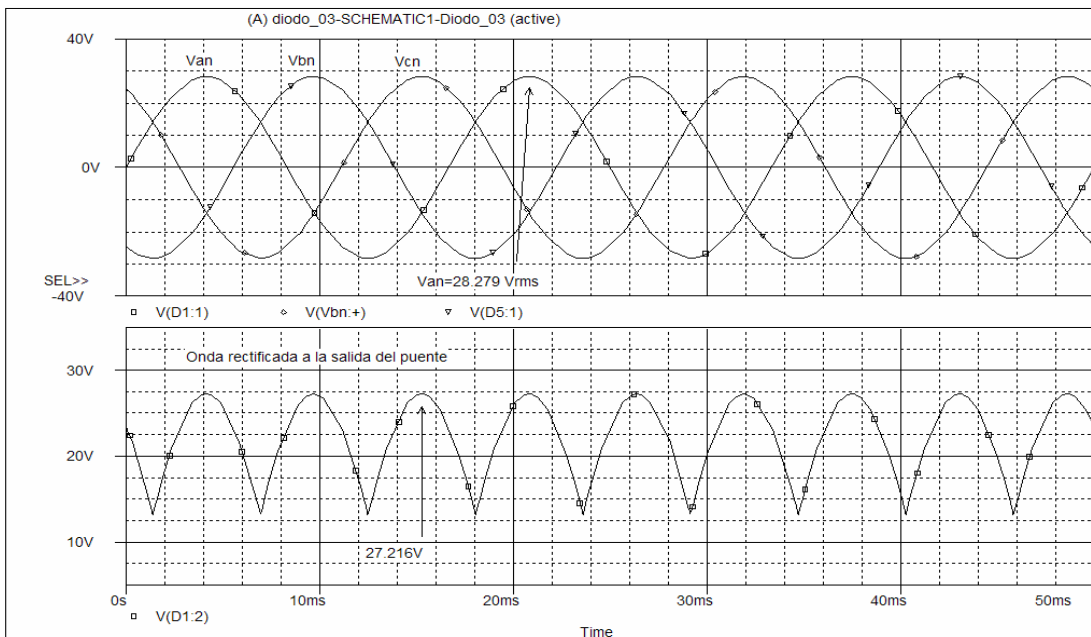


Figura 6.10 : Simulación en PSpice del rectificador trifásico

El rectificador está suplido de un balance trifásico, de quien el balance de suministro de voltaje tiene un pico de 28.28V V, a 60 Hz. La carga inductiva L es de 3.5mH y la carga resistiva R es de 0.015Ω. Con el PSpice se trazo el voltaje de salida y de corriente salida instantáneos y la línea (fase) de la corriente i_a , además se trazo corriente rms y la corriente media del diodo D_1 , y la potencia media de salida y los coeficientes de Fourier de la corriente de entrada y la entrada del factor de potencia.

En la figura 6.9 se puede observar el esquemático en PSpice de un rectificador trifásico. Los trazos en PSpice de los voltajes de salida instantáneos V(4,5) y la corriente de línea I(VY) se muestran en las figuras 6.10 y 6.11. Es importante señalar que en el análisis del transitorio, en el caso del fallo debido a la convergencia, el análisis del transitorio salta al tiempo restante.

Los pocos remedios que están disponibles para el análisis del transitorio son:

1. Cambiar el tiempo de exactitud RELTOL de 0.001 a 0.01.

Se ajustó los límites de interacción de algunos de los puntos durante el análisis del transitorio usando la opción ITL4. Ajustan el ITL4=50 (por medio de la declaración OPTIONS ITL4=50) se mostraran 50 interacciones en cada punto. Como resultado de más puntos de operación; un tiempo más grande de simulación será requerido.

Eso no es recomendable, para circuitos que no tienen un problema de convergencia en el análisis del transitorio.

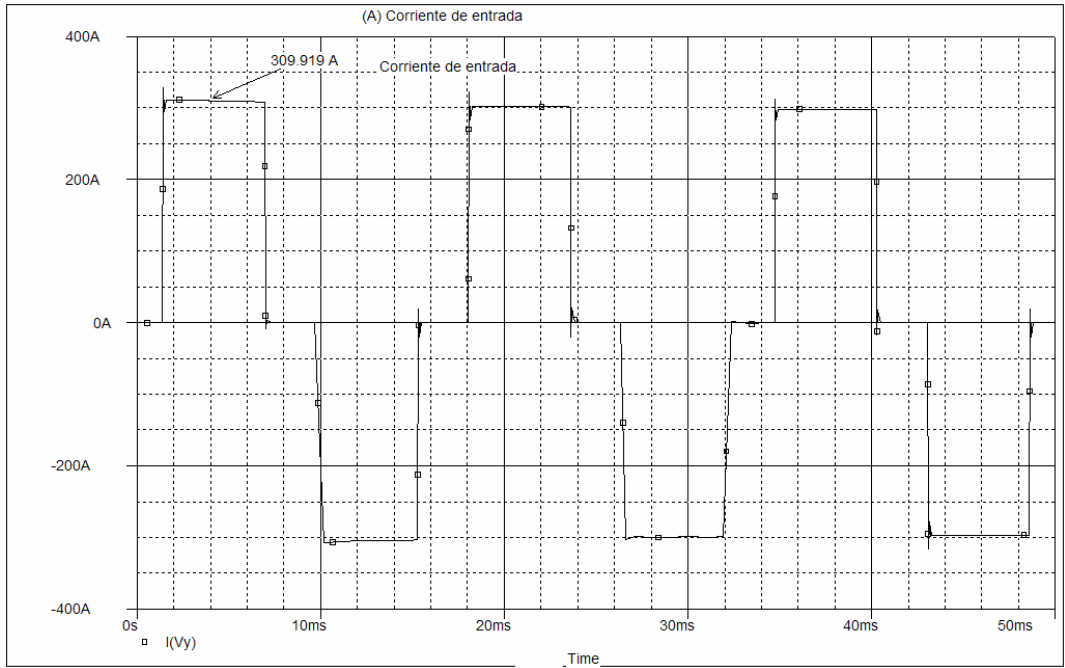


Figura 6.11 : Simulación en PSpice del rectificador trifásico para su corriente de entrada.

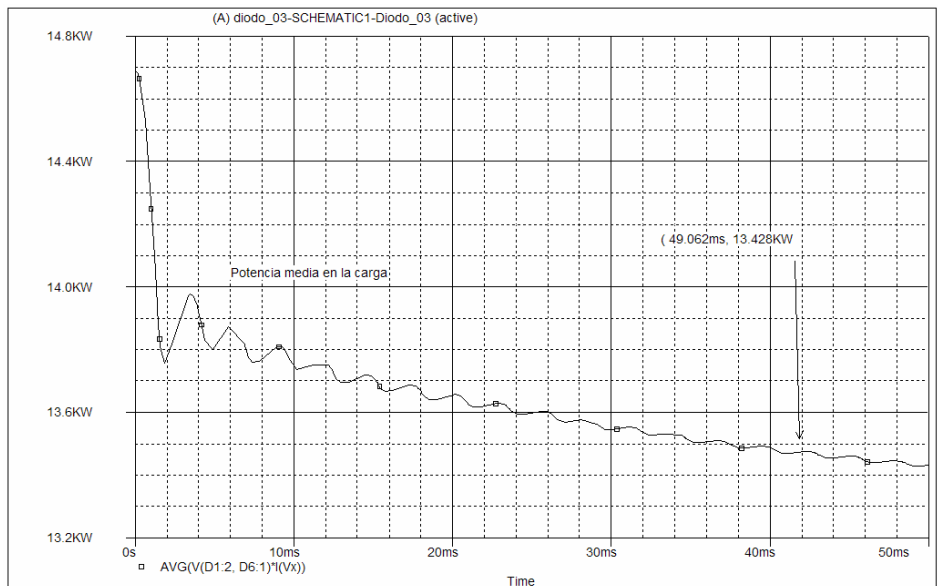


Figura 6.12 : Simulación en PSpice del rectificador trifásico para la potencia media en la carga.

La exactitud de los resultados en PSpice es controlado por el parámetro RELTOL; VTOL; ABSTOL y CHGTOL en la declaración OPTIONS. El más importante de estos es RELTOL, el controla la exactitud relativa de todos los voltajes y corrientes que son calculados. El valor por defecto de RELTOL es 0.001 (0.1%). VTOL, ABSTOL, y CHGTOL se ajustan a la mejor exactitud de los voltajes y corrientes, y los flujos de cambios continuos de capacitares e inductores respectivamente. Si un voltaje cambia su señal y se aproxima a cero, RELTOL forzará a PSpice a calcular más valores exactos del voltaje, porque el 0.1% de este valor viene a ser una tolerancia más cerrada. Esto impedirá a PSpice de una vez a dejar un voltaje a través de un valor finito, y el valor por defecto es 1 μ V. Similarmente ABSTOL y CHGTOL, pueden limitar las corrientes y cambios (cambios continuos del flujo) respectivamente.

La velocidad puede ser incrementada por ajustar RELTOL = 0.01 (1%) y esto incrementará acelerará el promedio a un factor de 1.5. En muchos circuitos de electrónica de potencia, los valores por defecto pueden ser cambiados, sin afectar los resultados significativamente.

Las opciones límite se muestran en la tabla 06, y pueden ser modeladas dentro del archivo de circuito con el comando .OPTIONS. Alternativamente, las opciones de límite, pueden ser ajustadas del menú de cambio de opciones, en la cual PSpice escribirá estas opciones dentro del archivo de circuito automáticamente.

TABLA 06 : Valores de tolerancias de las diferentes versiones de PSpice

Tolrencias	PSpice	SPICE2	HSpice
RELTOL	0.001	0.001	0.01
VNTOL	1 μ V	1 μ V	50 μ V
ABSTOL	1 μ A	1 μ A	1nA

Un aspecto importante, es que hay seis pulsos de salida sobre el periodo del voltaje de entrada. La corriente de entrada es rectangular. Además promediando sobre un tiempo pequeño, respecto a las figuras 6.11 y 6.12, en principio de un rendimiento de valor grande.

Pero después de suficiente tiempo, eso da un verdadero valor rms. Además la señal para la potencia promedio de salida, se puede observar en la figura 6.12. La corriente promedio, rms y potencia promedio alcanzará el estado estable con valores fijos, si el análisis del transitorio es continuado por un largo periodo. Los coeficientes de Fourier se muestran a continuación :

TABLA 07 : Valores de Fourier para la corriente de entrada

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_Vy)

DC COMPONENT = **2.781846E-01**

HARMONIC	FREQUENCY	FOURIER	NORMALIZED	PHASE	NORMALIZED
NO	(HZ)	COMPONENT	COMPONENT	(DEG)	PHASE (DEG)
1	6.000E+01	3.280E+02	1.000E+00	-1.925E-01	0.000E+00
2	1.200E+02	3.460E-01	1.055E-03	-9.462E+01	-9.423E+01
3	1.800E+02	1.996E-01	6.087E-04	-1.071E+02	-1.065E+02
4	2.400E+02	2.379E-01	7.254E-04	-1.189E+02	-1.182E+02
5	3.000E+02	6.555E+01	1.999E-01	1.790E+02	1.800E+02
6	3.600E+02	7.928E-02	2.417E-04	-1.442E+02	-1.431E+02
7	4.200E+02	4.673E+01	1.425E-01	1.789E+02	1.802E+02
8	4.800E+02	4.267E-02	1.301E-04	9.848E+01	1.000E+02
9	5.400E+02	2.838E-02	8.655E-05	1.101E+02	1.118E+02
10	6.000E+02	6.357E-02	1.938E-04	6.976E+01	7.168E+01

TOTAL HARMONIC DISTORTION = **2.454617E+01** PERCENT

JOB CONCLUDED

Analizando la los coeficientes de Fourier para I(Vy) en la entrada se tiene que :

El THD de la corriente de entrada = 24.54%=0.2454

El ángulo desplazado $\phi_1 \approx 0^\circ$

El factor de desplazamiento $DF = \cos \phi_1 \approx \cos(0^\circ) \approx 1$

Desatendiendo el valor de la corriente de entrada $I_{in(DC)} = 0.278A$, la cual es relativamente pequeña a la componente fundamental, se puede hallar el factor de potencia de la siguiente forma :

$$PF = \frac{I_{1(rms)}}{I_s} \cos \phi_1 = \frac{1}{[1 + (\%THD / 100)^2]^{1/2}} \cos \phi_1 = \frac{1}{(1 + 0.2454^2)^{1/2}} \cdot 1 = 0.971 \text{ aislados}$$

Es importante notar que este circuito se puede simular de otra manera utilizando para el ello el OrCAD PSpice A/D, en la opción de edición de circuitos de archivo, desde el punto de vista programado, como una forma más elegante en el análisis de sistemas de electrónica de potencia, como se muestra a continuación el listado del circuito de la figura 6.9.

Listado del circuito

Puente Rectificador Trifásico con carga RL ;TUTULO DEL CIRCUITO

*DESCRIPCION DEL CIRCUITO

Van 8 0 SIN(0 169.7V 60HZ)

Vbn 2 0 SIN(0 169.7V 60HZ 0 0 120DEG)

Vcn 3 0 SIN(0 169.7V 60HZ 0 0 240DEG)

CE 4 5 1UF ;Valor de la capacitancia

R 4 6 0.5 ;Valor de la resistencia en ohmios

L 6 7 6.5MH ;Valor de la inductncia en henrrios

VX 7 5 DC 0V ;Fuente de voltaje para medir la corriente de salida

VY 8 1 DC 0V ;Fuente de voltaje para medir la corriente de salida

D1 1 4 DMOD ;D1 nombre del diodo y DMOD es el nombre del modelo

D3 2 4 DMOD ;D2 nombre del diodo y DMD es el nombre del modelo

D5 3 4 DMOD ;D2 nombre del diodo y DMD es el nombre del modelo

```

D2 5 3 DMOD      ;D2 nombre del diodo y DMD es el nombre del modelo
D6 5 2 DMOD      ;D2 nombre del diodo y DMD es el nombre del modelo
D4 5 1 DMOD      ;D2 nombre del diodo y DMD es el nombre del modelo
.MODEL DMOD D(IS=2.22E-15 BV=1200V IBV=13E-3 CJO=2PF TT=1US)
;Modelo del diodo DMOD
*ANALISIS DEL CIRCUITO
.TRAN 10US 80.0MS 0 10US      ;Análisis del transitorio
.FOUR 60HZ 10 I(VY)           ;Análisis de Fourier de la corriente de entrada.
*DESCRIPCION DE LA SALIDA
.PROBE                      ;Gráfico post-procesador
.OPTIONS ABSTOL = 1.0N RELTOL = 0.11 VNTOL = 1.0M ITL5 = 0
;Convergencia
*FINAL DEL CIRCUITO
.END

```

Al circuito de la figura 6.9, se le hizo una mejora, agregando a la salida de la excitación trifásica, bobinas de choque, con el fin de evitar armónicas por regeneración, y así atenuar sus efectos, como parte de la estrategia de diseño de este convertidor de CD-CD, en la técnica de inyección de armónicos en la eliminación de la quinta armónica, para el control de la corriente de CD de este sistema. Este circuito se observa en la figura 6.13.

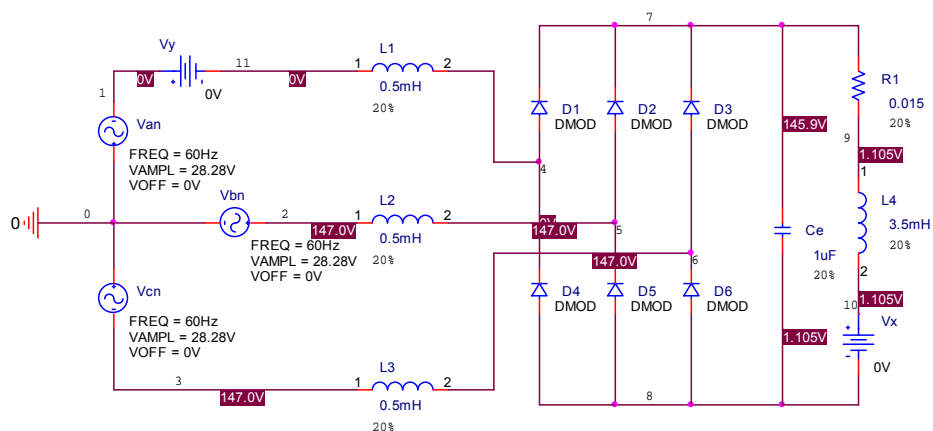


Figura 6.13 : Circuito puente rectificador trifásico con carga RL y bobinas de choque.

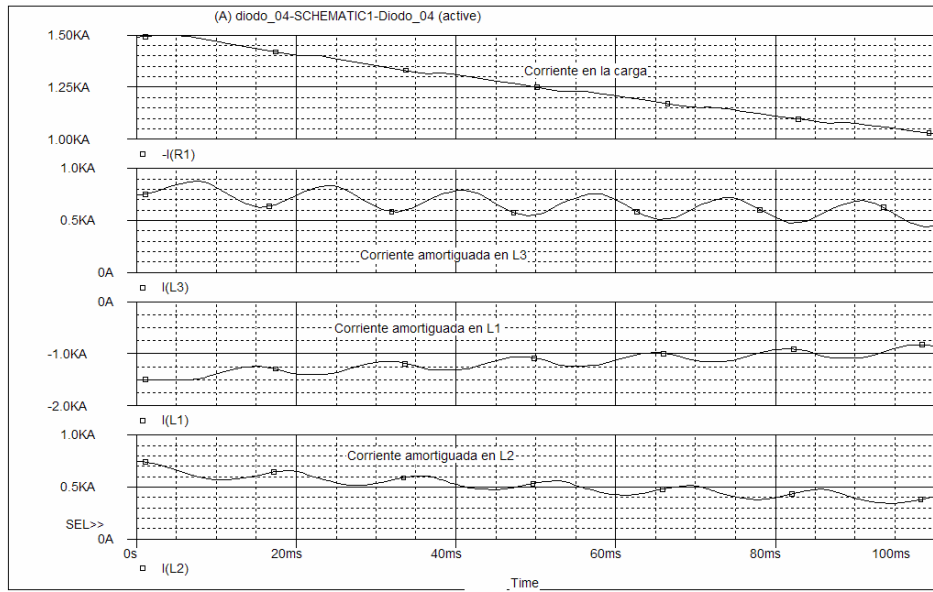


Figura 6.13 : Corrientes en las bobinas de choque en la salida de cada una de las fases del sistema trifásico.

En cuanto al módulo 04, correspondiente al circuito chopper, utilizado como el interruptor periódico, que para este caso, se utilizaron los modelos para MOSFETs e IGBTs y además del BJT en PSpice como se explicó en esta sección anteriormente, y que simularán estos sistemas a continuación. El circuito utilizado como chopper se observa en la figura 6.14.

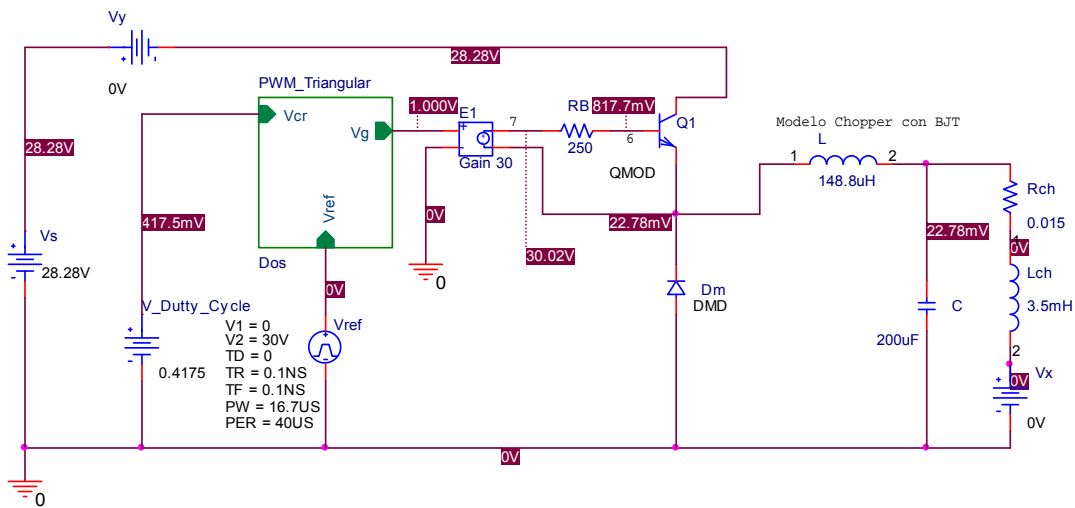


Figura 6.14 : Circuito chopper con modelo BJT

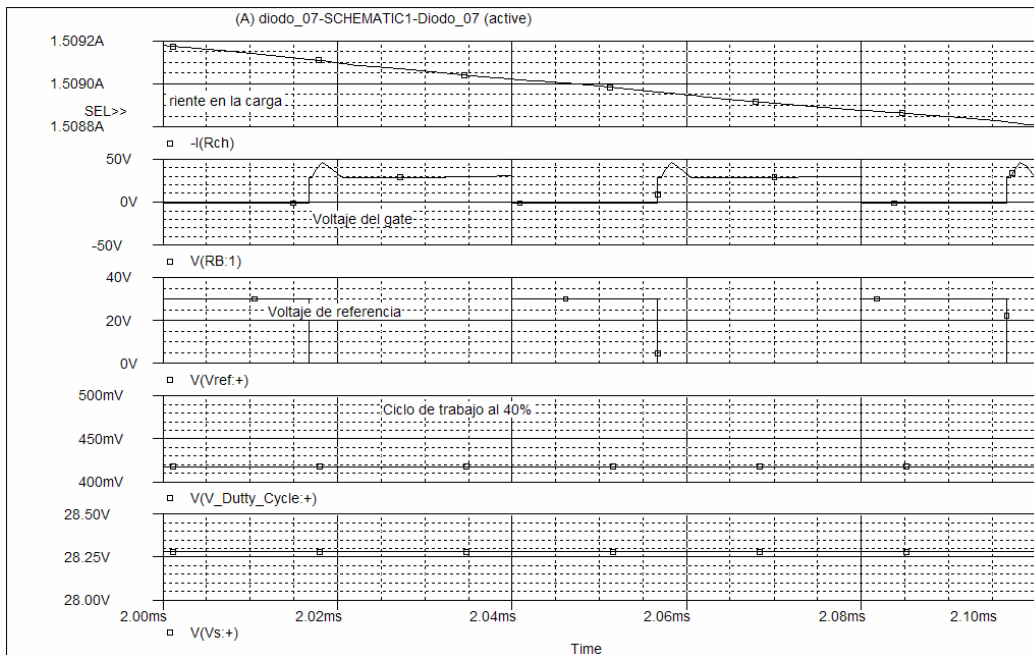


Figura 6.15 : Circuito chopper con modelo BJT y los valores de V_{cr} , V_{ref} , V_g , y corriente a la salida.

El modelo utilizado en PSpice con BJT es :

.model **QMOD** NPN(IS=6.83E-14 BF=13 CJE=1PF CJC=607.3PF TF=26.5NS)

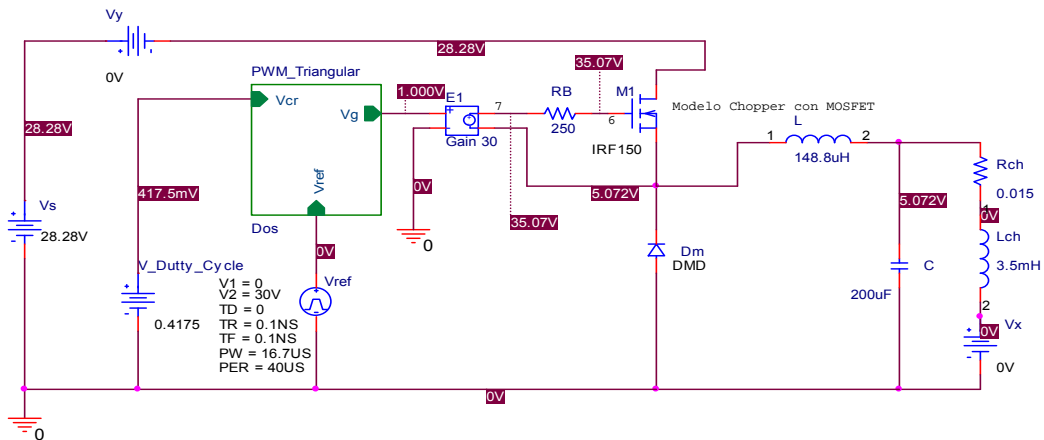


Figura 6.16 : Circuito chopper con modelo MOSFET y los valores de V_{cr} , V_{ref} , V_g , y corriente a la salida.

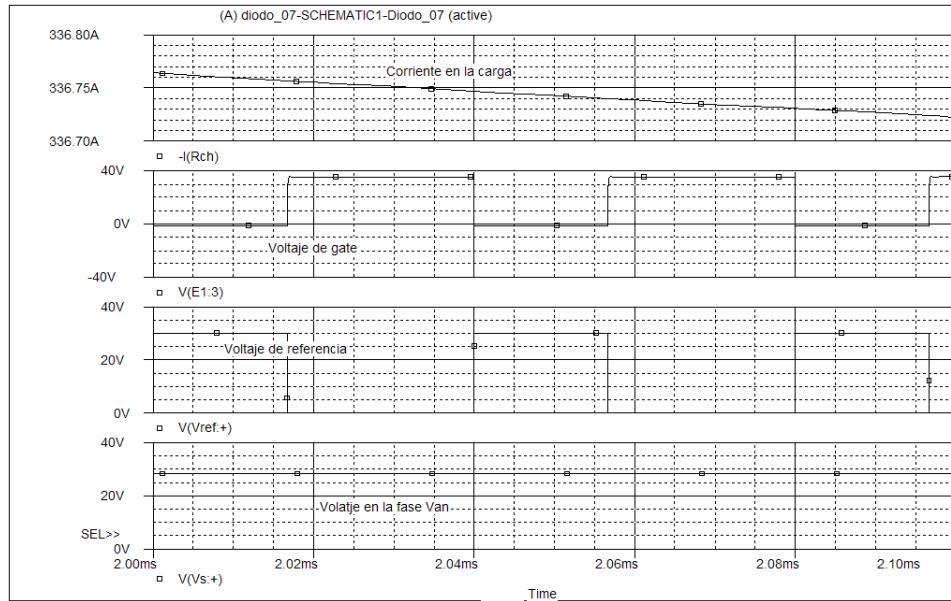


Figura 6.17 : Circuito chopper con modelo MOSFET y los valores de V_{cr} , V_{ref} , V_g , y corriente a la salida.

El modelo utilizado en PSpice con BJT es :

```
.model IRF150 NMOS(VTO=2.83 KP=31.2U L=1U W=30M CGDO=0.418N + CGSO=2.032N )
```

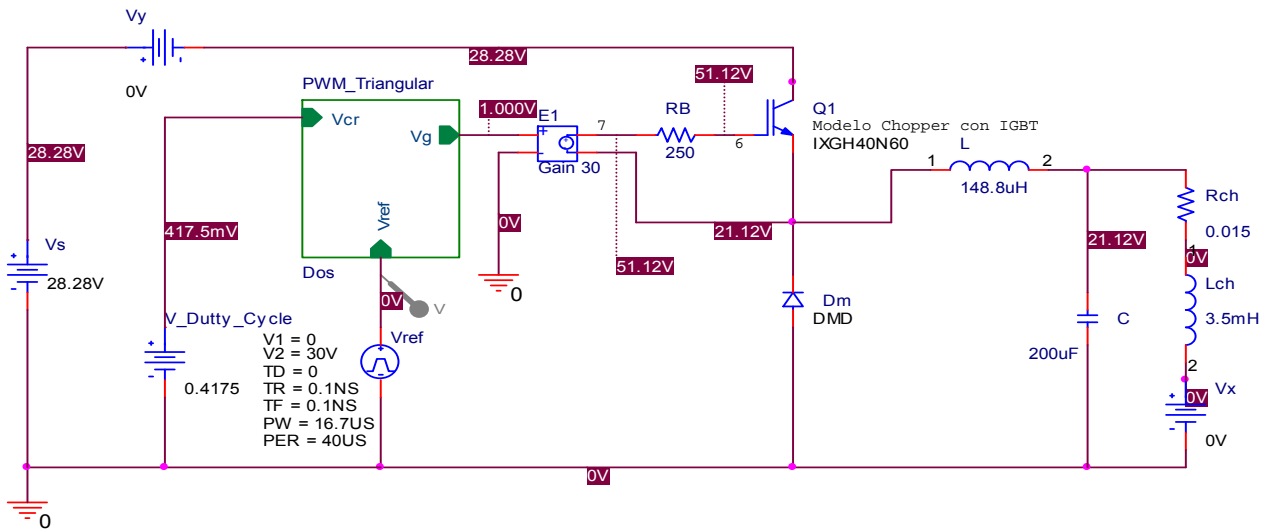


Figura 6.18 : Circuito chopper con modelo IGBT y los valores de V_{cr} , V_{ref} , V_g , y corriente a la salida.

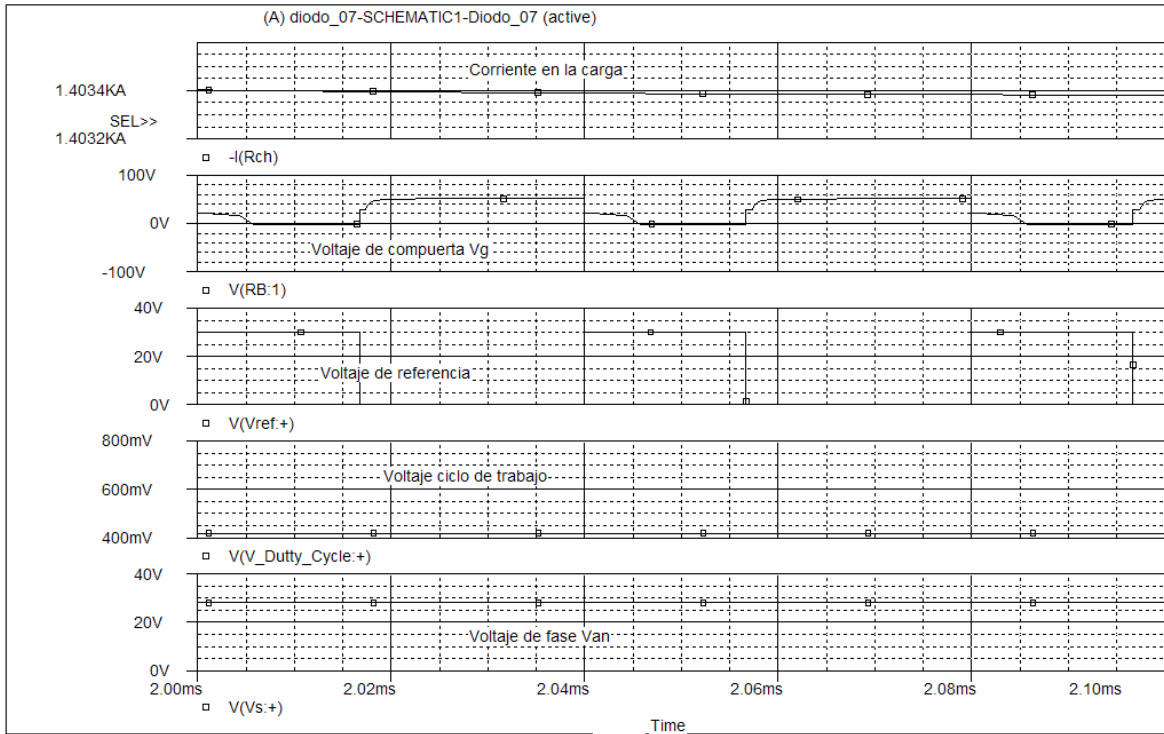


Figura 6.19 : Circuito chopper con modelo IGBT y los valores de V_{cr} , V_{ref} , V_g , y corriente a la salida.

El modelo utilizado en PSpice con BJT es :

```
.model IXGH40N60 NIGBT(TAU=287.56E-9 KP=50.034 AREA=37.500E-6 +
AGD=18.750E-6 VT=4.1822 KF=0.36047 CGS=31.942E-9 COXD=53.188E-9
VTD=2.6570 )
```

Posteriormente, se realizaron los análisis de Fourier, para cada uno de los interruptores periódicos, y estos son sus resultados en las tablas 08, 09 y 10. Debe de señalarse, que cada uno de los semiconductores de potencia, como lo fueron el BJT, el MOSFET y el IGBT, se simularon de acuerdo a los modelos establecidos por PSpice, a como se plantearon anteriormente.

TABLA 08 : Valores de Fourier para la corriente de entrada con IGBT

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_Vy) IGBT

DC COMPONENT = **9.820081E+02**

HARMONIC FREQUENCY FOURIER NORMALIZED PHASE
NORMALIZED

NO	(HZ)	COMPONENT	COMPONENT	(DEG)	PHASE (DEG)
1	2.500E+04	7.250E+02	1.000E+00	-1.216E+01	0.000E+00
2	5.000E+04	4.226E+02	5.828E-01	6.555E+01	8.988E+01
3	7.500E+04	8.804E+01	1.214E-01	1.421E+02	1.786E+02
4	1.000E+05	1.320E+02	1.821E-01	4.223E+01	9.089E+01
5	1.250E+05	1.743E+02	2.404E-01	1.191E+02	1.799E+02
6	1.500E+05	8.169E+01	1.127E-01	-1.654E+02	-9.238E+01
7	1.750E+05	4.110E+01	5.669E-02	1.012E+02	1.864E+02
8	2.000E+05	1.007E+02	1.389E-01	1.737E+02	2.710E+02
9	2.250E+05	7.209E+01	9.943E-02	-1.122E+02	-2.670E+00
10	2.500E+05	7.542E+00	1.040E-02	-1.503E+02	-2.866E+01

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 7.004077E+01 PERCENT JOB
CONCLUDED

TOTAL JOB TIME

TABLA 09 : Valores de Fourier para la corriente de entrada con MOSFET

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_Vy) MOSFET

DC COMPONENT = 1.963216E+02

**HARMONIC FREQUENCY FOURIER NORMALIZED PHASE
NORMALIZED**

NO	(HZ)	COMPONENT	COMPONENT	(DEG)	PHASE (DEG)
1	2.500E+04	2.074E+02	1.000E+00	1.437E+01	0.000E+00
2	5.000E+04	5.312E+01	2.561E-01	1.188E+02	9.009E+01
3	7.500E+04	5.098E+01	2.458E-01	4.313E+01	2.006E-02
4	1.000E+05	4.615E+01	2.225E-01	1.476E+02	9.013E+01
5	1.250E+05	1.165E+01	5.618E-02	7.176E+01	-9.148E-02
6	1.500E+05	3.574E+01	1.723E-01	1.764E+02	9.018E+01
7	1.750E+05	7.393E+00	3.564E-02	-7.893E+01	-1.795E+02
8	2.000E+05	2.350E+01	1.133E-01	-1.548E+02	-2.698E+02
9	2.250E+05	1.647E+01	7.940E-02	-5.033E+01	-1.797E+02
10	2.500E+05	1.121E+01	5.406E-02	-1.260E+02	-2.697E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 4.813318E+01 PERCENT

JOB CONCLUDED

TOTAL JOB TIME

TABLA 10 : Valores de Fourier para la corriente de entrada con BJT

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_Vy) BJT

DC COMPONENT = 8.842684E-01

HARMONIC FREQUENCY FOURIER NORMALIZED PHASE
NORMALIZED

NO	(HZ)	COMPONENT	COMPONENT	(DEG)	PHASE (DEG)
1	2.500E+04	9.341E-01	1.000E+00	1.201E+01	0.000E+00
2	5.000E+04	2.387E-01	2.555E-01	1.134E+02	8.942E+01
3	7.500E+04	2.304E-01	2.467E-01	3.593E+01	-8.412E-02
4	1.000E+05	2.047E-01	2.191E-01	1.370E+02	8.894E+01
5	1.250E+05	5.525E-02	5.915E-02	5.950E+01	-5.236E-01
6	1.500E+05	1.552E-01	1.662E-01	1.604E+02	8.839E+01
7	1.750E+05	2.732E-02	2.925E-02	-9.413E+01	-1.782E+02
8	2.000E+05	9.903E-02	1.060E-01	-1.764E+02	-2.724E+02
9	2.250E+05	6.452E-02	6.907E-02	-7.067E+01	-1.787E+02
10	2.500E+05	4.535E-02	4.855E-02	-1.545E+02	-2.746E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 4.737865E+01 PERCENT

JOB CONCLUDED

TOTAL JOB TIME

Por otra parte, se obtuvieron los valores de las corrientes promedios, tanto para el BJT, así como para el MOSFET e IGBT, como se aprecia en las figuras 6.20, 6.21 y 6.22.

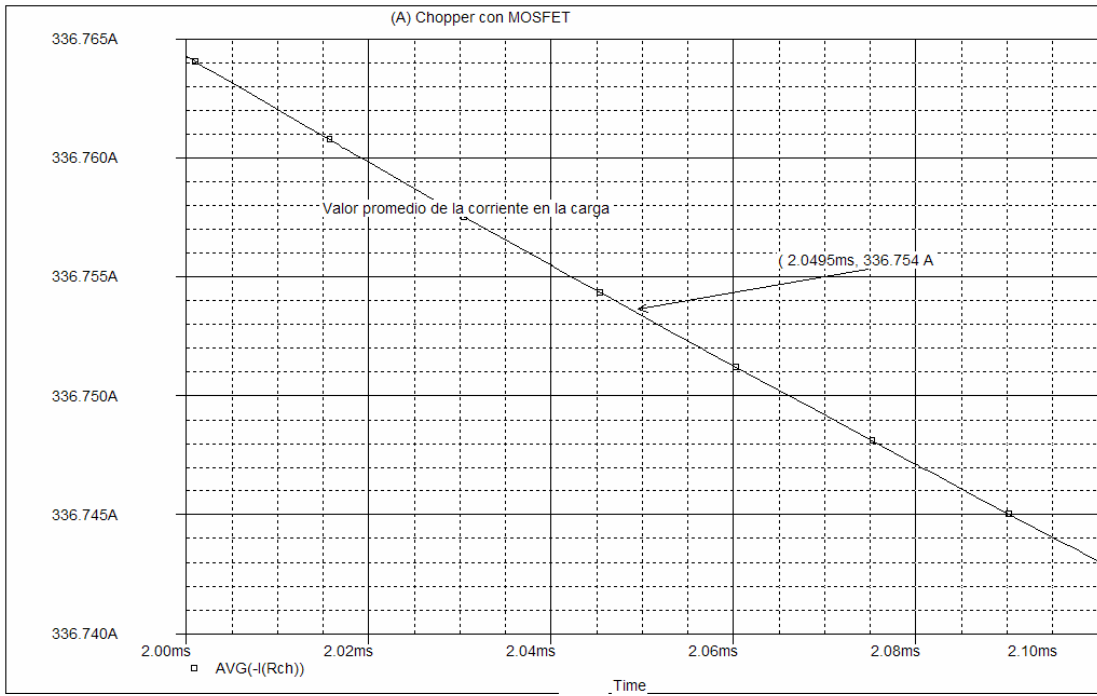


Figura 6.20 : Corriente promedio en la carga con modelo MOSFET

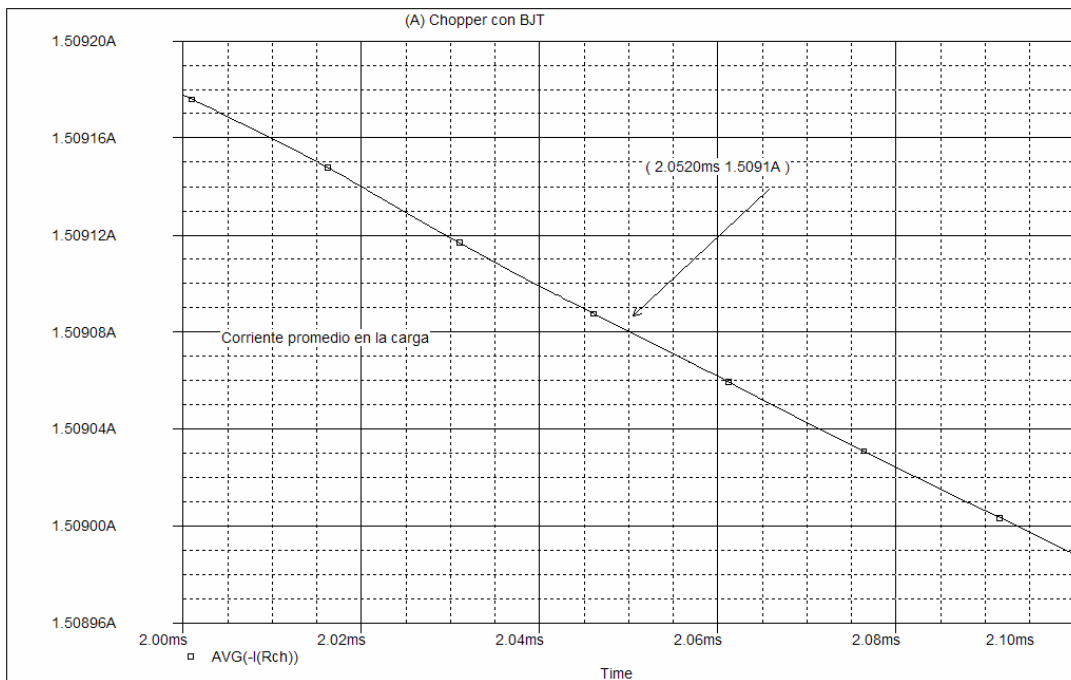


Figura 6.21 : Corriente promedio en la carga con modelo BJT

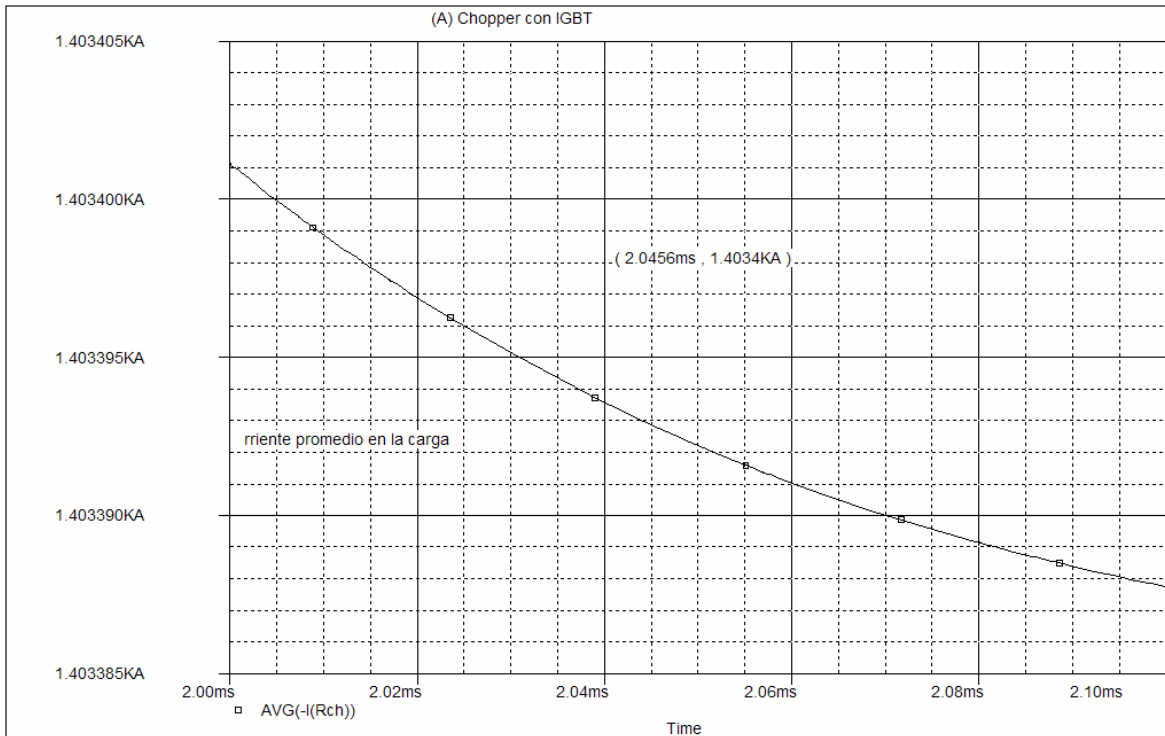


Figura 6.22 : Corriente promedio en la carga con modelo IGBT

En todas ellas, se observa claramente, que de acuerdo con el porcentaje del ciclo de trabajo que se definió, para cada uno de ellos, se obtuvieron valores de corriente en CD de 1400 A para un modelo con IGBT, figura 6.22, de 1.6 A con modelo BJT figura 6.21, y de 337 A con modelo MOSFET, figura 6.20. Debe de notarse, que las variaciones entre ellos es grande, y es debido principalmente, a las diferencias en los parámetros en los modelados de cada uno de estos interruptores periódicos, pues, ellos están basados en las hojas de los fabricantes, y por esta información, se deben de trabajar cada uno, hasta encontrar el valor más adecuado, que para este caso se logra ver en el circuito de la figura 5.2.8.4.3. y que posteriormente se analizará.

Entonces aplicando los análisis de Fourier, para cada uno de los modelos, se obtuvo lo siguiente :

Analizando la los coeficientes de Fourier para $I(Vy)$ en la entrada se tiene que :

Corriente de entrada $I_{in(DC)} = 982A$ (IGBT)

Corriente de entrada fundamental rms $I_{1(rms)} = 982/\sqrt{2} = 694.40A$

THD de la corriente de entrada $THD = 70.04\% = 0.7004$

Armónica de la corriente de entrada $I_{h(rms)} = I_{1(rms)} \times THD = 694.40 \times 0.7004 = 486.35A$

Corriente de entrada de la fuente $I_s = [I_{in(dc)}^2 + I_{1(rms)}^2 + I_{h(rms)}^2]^{1/2}$ entonces
sustituyendo los valores anteriores se tiene que :

$$I_s = (982^2 + 694.40^2 + 486.35^2)^{1/2} = 1297.32A$$

El ángulo ϕ_1 desplazado es $\phi_1 = -12.16^\circ$

Factor desplazado $DF = \cos \phi_1 = \cos(-12.16^\circ) = 0.9776(aislados)$

Entonces el factor de potencia de entrada está dado por :

$$PF = \frac{I_{1(rms)}}{I_s} \cos \phi_1 = \frac{694.40}{1297.32} \times 0.9776 = 0.52(aislados)$$

El factor de potencia puede ser también determinado directamente del THD como sigue :

$$PF = \frac{I_{1(rms)}}{I_s} \cos \phi_1 = \frac{1}{[1 + (\%THD/100)^2]^{1/2}} \cos \phi_1 = \frac{1}{(1 + 70.04\%/100^2)^{1/2}} \times 0.9776 = 0.83$$

aislados.

Este valor obtenido a partir de la THD es más alto y no puede ser aplicado si hay una cantidad significativa de CD.

Nota : La carga de corriente es discontinua. Cuando el diodo está apagado, hay un voltaje en el transitorio. Si un diodo antiparalelo (conocido como diodo de rodamiento libre <freewheeling diode>, es conectado a través de la carga, la corriente de carga será más suave. Como resultado el PF mejorará.

Analizando la los coeficientes de Fourier para $I(Vy)$ en la entrada se tiene que :

Corriente de entrada $I_{in(DC)} = 196.32A$ (MOSFET)

Corriente de entrada fundamental rms $I_{1(rms)} = 196.32/\sqrt{2} = 138.82A$

THD de la corriente de entrada $THD = 48.13\% = 0.4813$

Armónica de la corriente de entrada $I_{h(rms)} = I_{1(rms)} \times THD = 138.82 \times 0.4813 = 66.81A$

Corriente de entrada de la fuente $I_s = \left[I_{in(dc)}^2 + I_{1(rms)}^2 + I_{h(rms)}^2 \right]^{1/2}$ entonces
sustituyendo los valores anteriores se tiene que :

$$I_s = (196.32^2 + 138.82^2 + 66.81^2)^{1/2} = 249.55A$$

El ángulo ϕ_1 desplazado es $\phi_1 = 14.37^\circ$

Factor desplazado $DF = \cos \phi_1 = \cos(14.37^\circ) = 0.9687$ (aislados)

Entonces el factor de potencia de entrada está dado por :

$$PF = \frac{I_{1(rms)}}{I_s} \cos \phi_1 = \frac{138.82}{249.55} \times 0.9687 = 0.54$$
 (aislados)

El factor de potencia puede ser también determinado directamente del THD como sigue :

$$PF = \frac{I_{1(rms)}}{I_s} \cos \phi_1 = \frac{1}{\left[1 + (\%THD/100)^2 \right]^{1/2}} \cos \phi_1 = \frac{1}{(1 + 0.4813/100^2)^{1/2}} \times 0.9687 = 0.9010$$

aislados.

Este valor obtenido a partir de la THD es más alto y no puede ser aplicado si hay una cantidad significativa de CD.

Nota : La carga de corriente es discontinua. Cuando el diodo está apagado, hay un voltaje en el transitorio. Si un diodo antiparalelo (conocido como diodo de rodamiento libre <freewheeling diode>, es conectado a través de la carga, la corriente de carga será más suave. Como resultado el PF mejorará.

Analizando la los coeficientes de Fourier para $I(V_y)$ en la entrada se tiene que :

Corriente de entrada $I_{in(DC)} = 0.884A$ (BJT)

Corriente de entrada fundamental rms $I_{1(rms)} = 0.884 / \sqrt{2} = 0.6251A$

THD de la corriente de entrada $THD = 47.37\% = 0.4737$

Armónica de la corriente de entrada $I_{h(rms)} = I_{1(rms)} \times THD = 0.6251 \times 0.4737 = 0.2944A$

Corriente de entrada de la fuente $I_s = \left[I_{in(dc)}^2 + I_{1(rms)}^2 + I_{h(rms)}^2 \right]^{1/2}$ entonces
sustituyendo los valores anteriores se tiene que :

$$I_s = (0.884^2 + 0.6215^2 + 0.2944^2)^{1/2} = 1.1199A$$

El ángulo ϕ_1 desplazado es $\phi_1 = 12.01^\circ$

Factor desplazado $DF = \cos \phi_1 = \cos(12.01^\circ) = 0.9781(\text{aislados})$

Entonces el factor de potencia de entrada está dado por :

$$PF = \frac{I_{1(rms)}}{I_s} \cos \phi_1 = \frac{0.6215}{1.1199} \times 0.9781 = 0.54(\text{aislados})$$

El factor de potencia puede ser también determinado directamente del THD como sigue :

$$PF = \frac{I_{1(rms)}}{I_s} \cos \phi_1 = \frac{1}{[1 + (\%THD/100)^2]^{1/2}} \cos \phi_1 = \frac{1}{(1 + 47.37/100^2)^{1/2}} \times 0.9781 = 0.80$$

aislados.

Este valor obtenido apartir de la THD es más alto y no puede ser aplicado si hay una cantidad significativa de CD.

Nota : La carga de corriente es discontinua. Cuando el diodo está apagado, hay un voltaje en el transitorio. Si un diodo antiparalelo (conocido como diodo de rodamiento libre <freewheeling diode>, es conectado a través de la carga, la corriente de carga será más suave. Como resultado el PF mejorará.

En cuanto al módulo del motor síncrono, este se ha simulado en los diferentes apartados anteriores, como una carga RL, cuyo valor de resistencia medido fue de 0.015 Ω , y de inductancia de 3.5mH. Dichos valores se utilizaron con el fin de realizar las simulaciones que se han estado ejecutando, con el objetivo de poder conseguir el control de la corriente en CD, con su adecuado control. Debe de señalarse que los factores de potencia, obtenidos por los diferentes choppers, han llegado a tener valores por debajo del 0.85 permitido por la industria, esto por el hecho de las pérdidas en las diferentes simulaciones de estos choppers, y debidamente a la aplicación de los modelos en PSpice principalmente.

En cuanto al modulo de 06, referido a los amplificadores operacionales, como s el caso del inversor en la etapa de realimentación, implica la siguiente simulación en PSpice. Para esto se utilizó el modelo en sub-circuito para pequeña señal en dc, como se muestra en la figura 6.23 y su subcircuito de relación jerárquica en la figura 6.24.

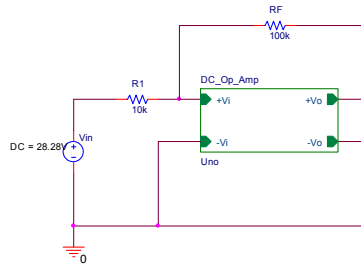


Figura 6.23 : Amplificador operacional con modelo DC

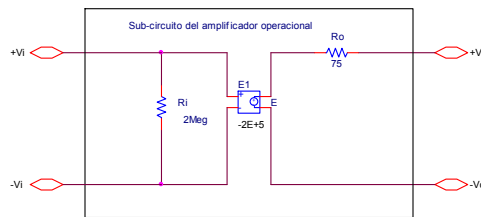


Figura 6.24 : Amplificador operacional con modelo DC con su subcircuito en jerarquía.

Su simulación en PSpice se observa en la figura 6.25

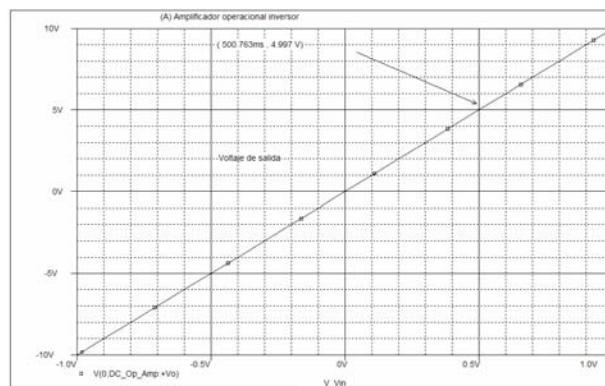


Figura 6.25 : Amplificador operacional y su señal de salida a 5V de la ganancia total.

En esta gráfica 6.25, se observa la salida del amplificador operacional, en lo referente la lazo de realimentación, en la técnica de inyección de armónicas y la eliminación de la quinta, para el control de la corriente de CD del chopper. Es decir, el rectificador realiza un excelente transitorio, de modo que se reduce dramáticamente más allá de la salida y ajustado a la línea de tensión. Por otra parte, por la adición de un circuito de control de ganancia no lineal, la ganancia en dc del DCM (discontinuous-conduction-mode) del rectificador reductor en carga liviana es adecuadamente reducida por lo que la estabilidad del rectificador a una carga, como lo es el motor síncrono. La realización de la técnica de inyección propuesta fue verificada sobre un rectificador cecano a los 1500 KW.

Además, como resultado del lazo de retroalimentación del voltaje de salida del convertidor de CD-CD, implica que puede ser inestable en cargas livianas, pues la ganancia se incrementa, pero no para el caso de este motor síncrono, ya que se trata de una carga en corriente pesada y alta rectificación.

Esto se logra, a una estabilidad de lazo en cargas fuertes o incluso sin carga, los efectos del incremento de la ganancia en dc en la etapa de potencia sobre el lazo de control de ganancia debe de ser compensado, de ahí al circuito de la figura 6.25. Esta compensación de lazo de ganancia puede ser lograda al emplear un circuito de control de ganancia no lineal.

En estos momentos, se empieza a analizar el lazo de la realimentación, en lo que respecta al acondicionamiento de la señal, por los diferentes módulos restantes al lazo de retroalimentación, es decir, al filtro paso altos, como ya se analizó anteriormente, pero con la novedad de que la señal proveniente del amplificador inversor, es sumada y enviada a un generador de rampa, el cual obedece a una parte del circuito de la figura 5.2.8.4.3, y es el generador de rampa, hacia la compuerta del interruptor periódico, como se aprecia en la figura 6.26.

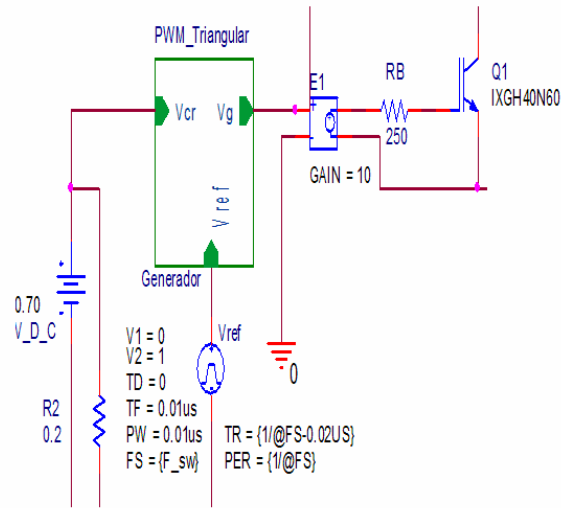


Figura 6.26 : Fragmento del circuito principal de la figura 65.2.8.4.3

Entonces su simulación en PSpice es la siguiente :

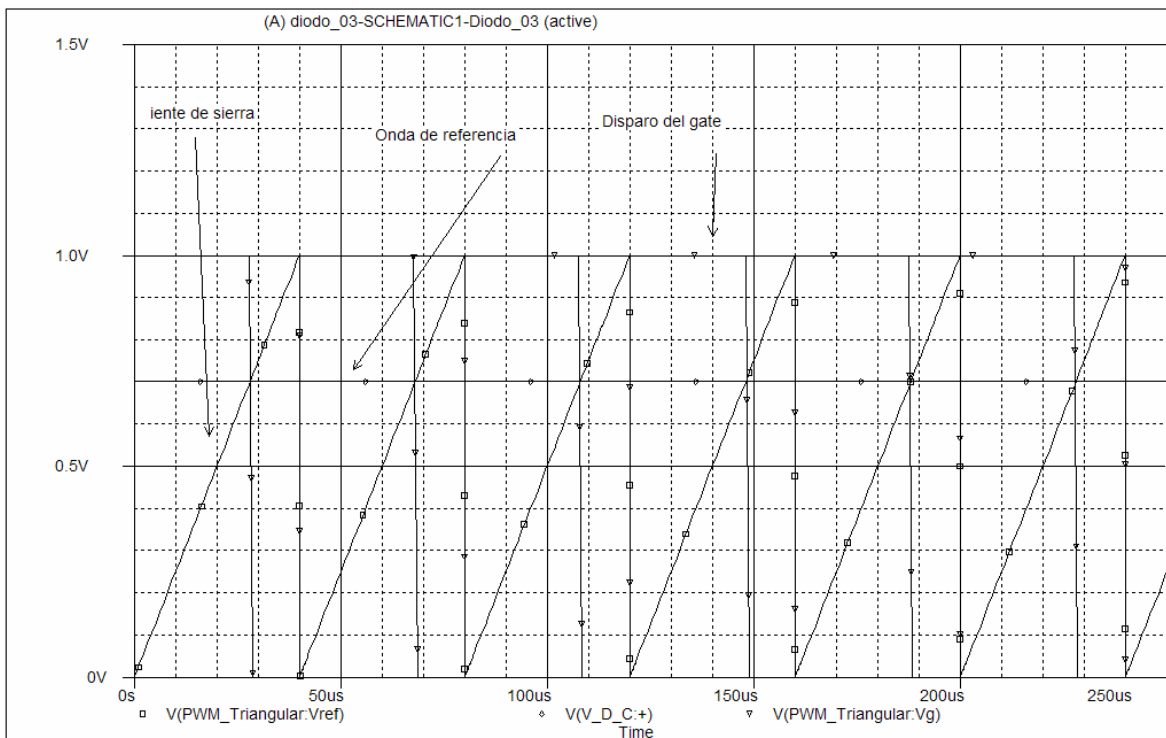


Figura 6.26 : Señales del circuito PWM para el control de la corriente de CD a un chopper con modelo IGBT

En la figura 6.26, se puede apreciar, como apartir de la señal de rampa, de acuerdo al porcentaje del ciclo de trabajo que se plante, se ve claramente, el disparo en la compuerta del dispositivo semiconductor, por lo que, así se va controlando la corriente de CD, en la modulación del ancho de pulso al IGBT o MOSFET.

En lo que respecta al circuito integrador, como una forma alternativa del generador de rampa, esto se puede apreciar en la figura 5.2.7.5, pero con la finalidad de una ganancia variable, equivalente a la modulación del ancho de pulso de la figura 6.26, hacia el gate del dispositivo semiconductor. El circuito para efectos de simulación lo podemos apreciar en la figura 6.27.

Ha de señalarse que se está utilizando un amplificador diferencial o restador, a la salida del puente rectificador, de modo que nos detenemos un momento para analizar su comportamiento, por medio de la figura 6.28.

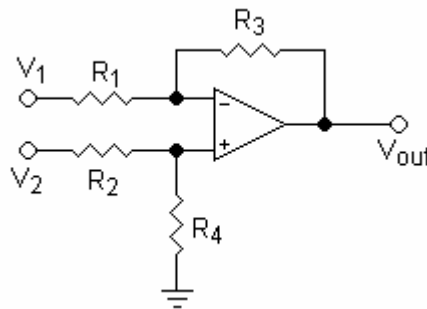


Figura 6.26 : Circuito con amplificador operacional como restador

De modo que, el voltaje de salida se define por medio de la ecuación :

$$V_{OUT} = V_2 \left(\frac{(R_3 + R_1)R_4}{(R_4 + R_2)R_1} \right) - V_1 \left(\frac{R_3}{R_1} \right) \quad (84)$$

Según la ecuación 84, se aconseja, que para ponerlo a trabajar, como parte de una configuración de aplicación específica, que en este caso es implementado a la salida del puente rectificador trifásico, y para simplificar más el análisis, se toman las resistencias $R_1=R_3$ y $R_2=R_4$, por lo que la salida queda como :

$$V_{OUT} = (V_2 - V_1) * G \quad (85)$$

Entonces la ganancia se define como :

$$G = \frac{R_1}{R_3} o \frac{R_2}{R_4} \quad (86)$$

Además la impedancia diferencial de entrada del amplificador es de $Z_{in} = R_1 + R_2$.

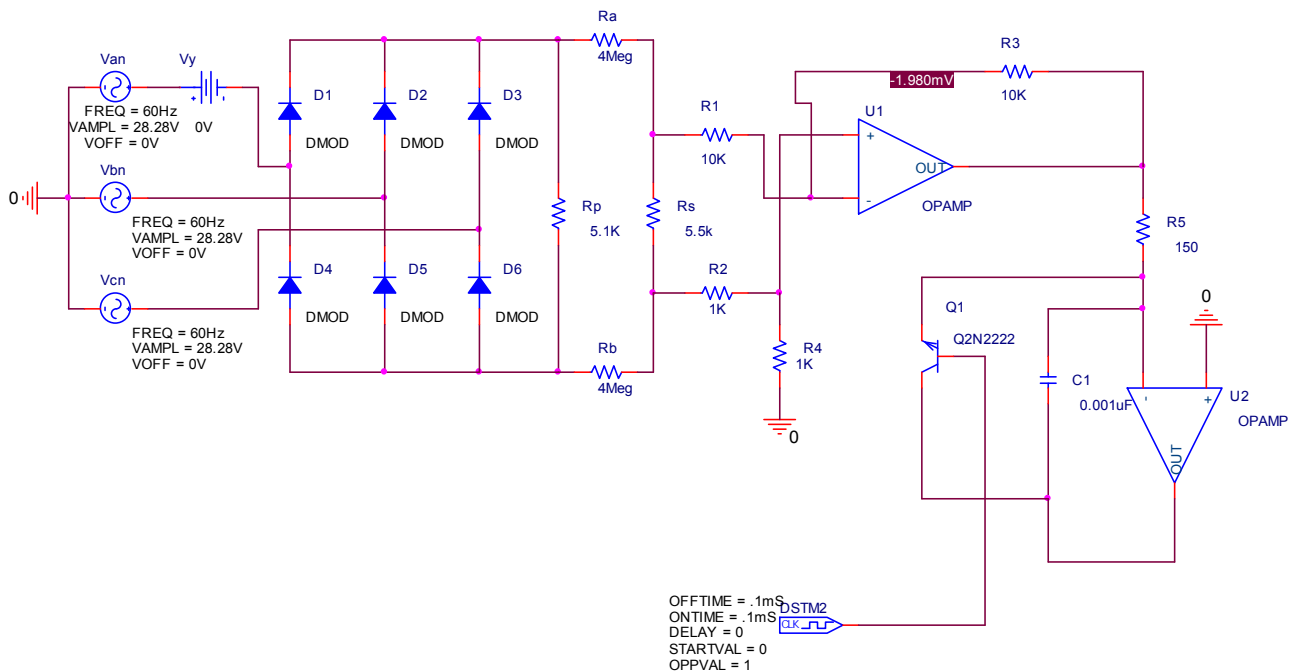


Figura 6.27 : Circuito de sensado y escalado, junto con el amplificador variador de ganancia.

Como se comentó anteriormente, el circuito de la figura 6.27, tiene el fin de acondicionar la señal del generador de rampa o diente de sierra, a partir del circuito de sensado, ya que relaciona la señal rectificada, con la señal proveniente del restador, y generando la señal diente de sierra a la salida del circuito integrador, correspondiente a la segunda etapa de amplificación del circuito 6.27.

En cuanto al circuito de escalado, este a la vez se conecta con el circuito de ganancia variable, el cual se encarga de acondicionar la señal de hacia el generador de rampa externa, que a la vez se direcciona directamente con el circuito chopper. El amplificador de ganancia lo podemos observar en la figura 6.28, pero mostrando el circuito completo, es decir, uniendo los bloques de escalado y sensado, generador de rampa y amplificador de ganancia variable.

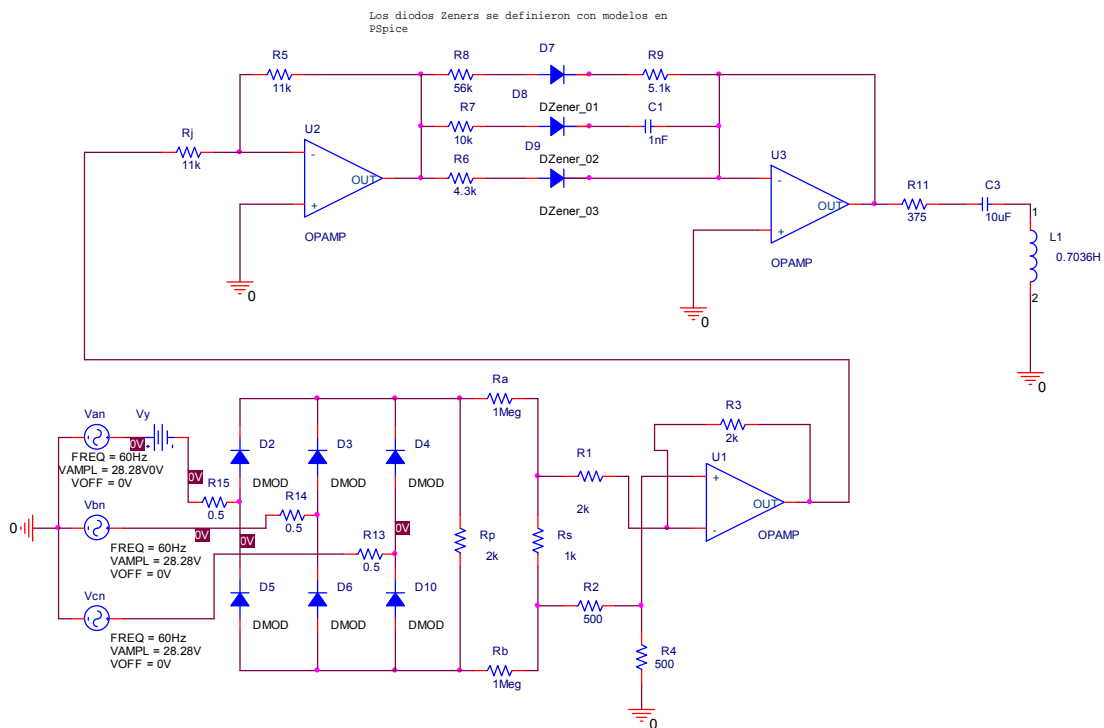


Figura 6.28 : Circuito completo del acondicioamiento de señal hacia del generador de rampa, a partir de la señal de voltaje rectificada

Las simulaciones del circuito de la figura 6.27 y 6.28, se muestran en las figuras 6.29 y 6.30.

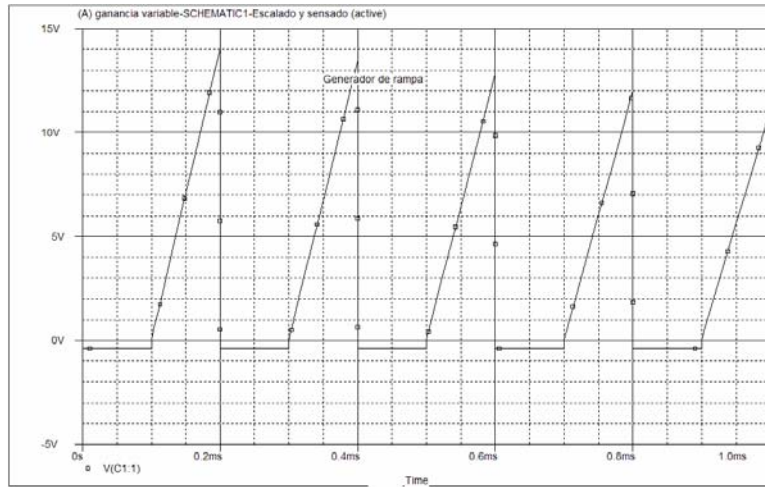


Figura 6.29 : Voltaje de salida del circuito 6.27, para observar la rampa generada.

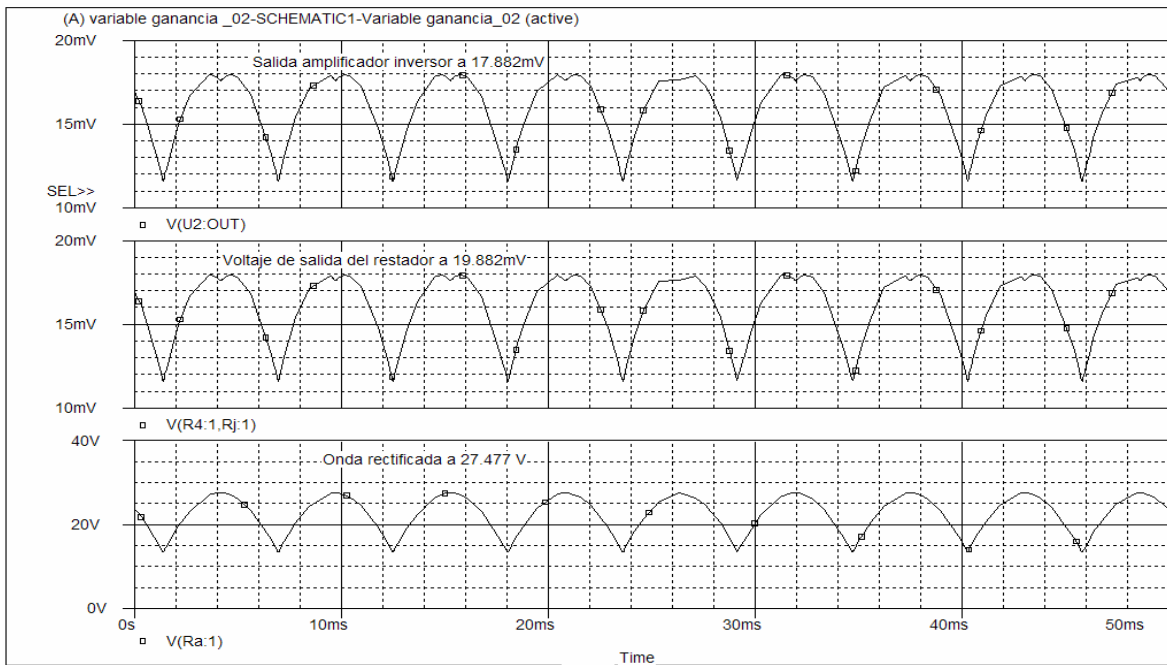


Figura 6.30 : Voltajes sa salida para el rectificador trifásico, el amplificador restador y el amplificador inversor.

Es importante hacer notar que estos circuitos, son una alternativa de solución a nivel de circuitos integrados, a partir de la señal rectificada, como parte de las ideas planteadas, por la técnica de inyección de armónicos, en la eliminación de la quinta armónica y mejoramiento del factor de potencia, en el lazo de retralimentación, que se plantea en forma equivalente y traducida a estos circuitos anteriores y principalmente al de la figura 6.28, en comparación con el circuito de la figura 5.2.8.4.3, simulado a partir de bloques en un sistema de control a lazo cerrado, cumpliéndose así por las simulaciones de las figuras 6.29 y 6.30, el acondicionamiento de la señal diente de sierra al gate del dispositivo de interrupción periódica MOSFET o IGBT, en el uso del módulo chopper como reductor, en el control de la corriente de CD al motor síncrono que alimenta al molino 03, del proceso de molienda de cementos especiales. La referencia a esta técnica la puede observar en el apartado de anexos de este informe la versión en inglés, pero en el apartado de apéndices, lo puede observar en la versión en español. Finalmente este análisis de resultados, concluye con la respuesta del sistema, a partir de la función de transferencia para un sistema convertidor de CD-CD, como lo establece la simulación del sistema final de la figura 5.2.8.4.3, y adaptado a una señal rectificada, como se ve en la figura 6.35, y en la figura 6.33 su respuesta al escalón. Pero antes se analiza el circuito, que se utilizó para simular la señal rectificada del puente trifásico, la cual se observa en la figura 6.31, además de su simulación en PSpice.

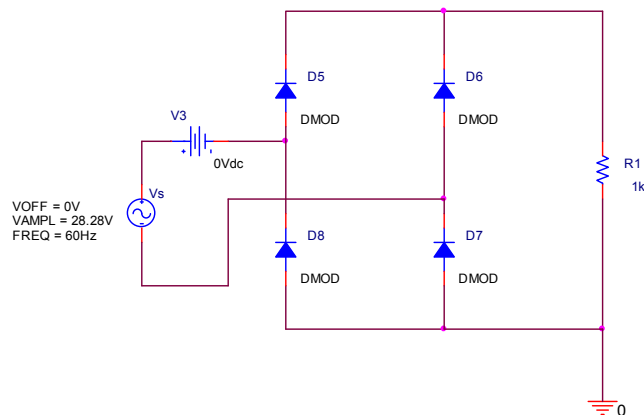


Figura 6.31 : Circuito que simula la onda del rectificador trifásico a la salida

Su simulación en PSpice, se observa en la figura 6.32.

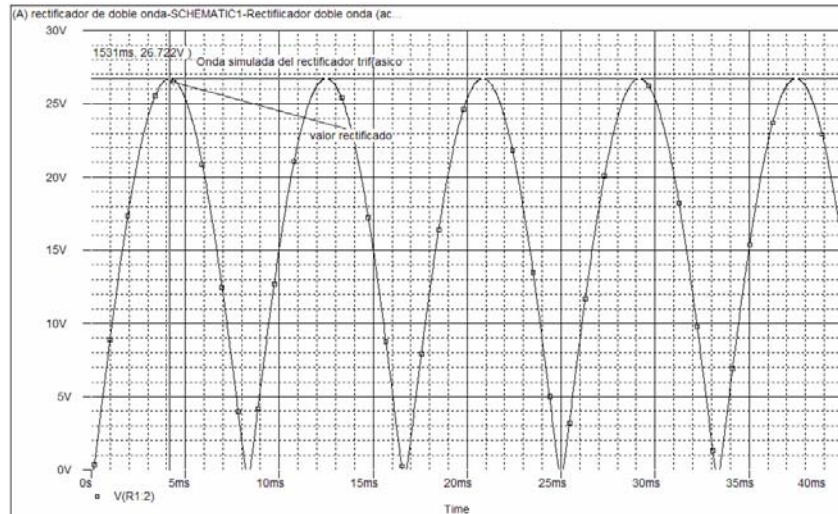


Figura 6.32 : Salida del circuito que simula la onda del rectificador trifásico a la salida

Debe de señalarse, que al implementar este circuito, con el de la figura 5.2.8.4.3, no se logra que, la corriente de salida al motor síncrono, sea a un valor de corriente de CD óptima en la simulación, y esto ocurre, por el hecho de que en el simulador PSpice versión demo, tiene limitado las opciones de temporización a un tiempo real adecuado, por el hecho de maneja muchos componentes, superiores a los 30 elementos de circuito, durante el transcurso de una simulación, esto como una limitante en la versión Demo. Entonces al tener esta limitante, se deben de ajustar los diferentes tiempo de simulación iterativamente hasta conseguir ondas de simulación adecuadas al circuito en específico. Por ejemplo los tenemos ABSTOL, como la máxima precisión para las intensidades, así como CHGTOL, en lo que respecta a la máxima precisión en las cargas, además del ITL4, como el límite de interacciones para el cálculo de un análisis en el transitorio, y es aquí, donde se ajusta a valores de 0.01pC, como se puede apreciar en la figura 6.33, donde no solo muestra las cantidades mencionadas anteriormente, sino también el valor de RELTOL, como la precisión relativa para las tensiones e intensidades, del orden de 0.001 y finalmente el valor de VNTOL, como la máxima precisión en las tensiones, del orden de los μV .

Es por estas razones y al hecho de una de las soluciones es la de aumentar cada una de estas cantidades de medición, que maneja el paquete de OrCAD PSpice versión Demo, provocando en muchos casos, problemas en la convergencia, es decir, que los algoritmos que utiliza PSpice, con el inicio de los ajustes en los nodos de voltaje y de cada una de las interacciones calculadas, para un ajuste nuevo, provoca que, el valor esperado en el cierre de la trayectoria del circuito en simulación de tiempo real, no sea acorde, con los esperados, ya que el barrido en DC, o el cálculo de los puntos de prueba o del análisis del transitorio, den problemas a la hora de ejecución del circuito en cuestión. Una de las causas principales en la convergencia en PSpice, es el cálculo de los puntos de prueba. PSpice sugiere que se utilicen, ajustes de nodo, como se aprecia en la figura 6.34.

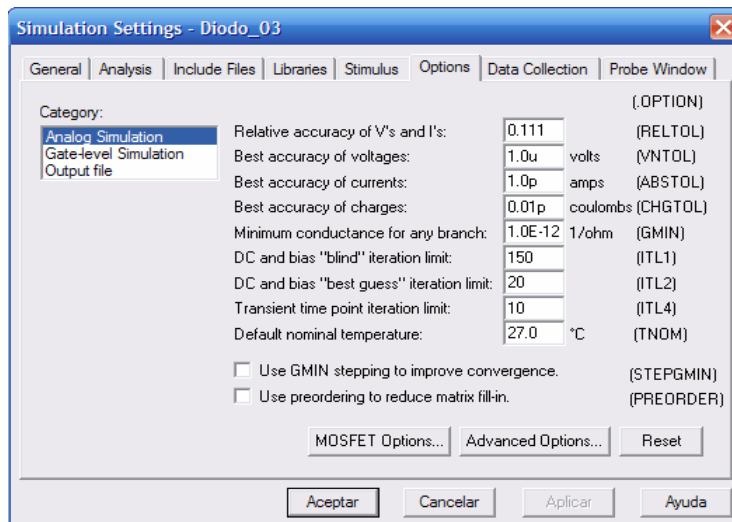


Figura 6.33 : Reporte de tiempos de simulación de PSpice en el ajuste de propiedades de simulación.

En la figura 6.34, se muestra el símbolo que utiliza PSpice, para arreglar el problema de la convergencia, pero para efectos de simulación del sistema de conversión de CD-CD, no resultó, pues la convergencia implicaba tiempos de simulación sumamente pequeños del orden de XE-18, es por eso, que se optó, por no utilizar el circuito de la figura 6.31, como opción de sustitución de la fuente de CD/AC, utilizada en la figura 5.2.8.4.3, pues con está fuente propuesta, es

imposible ver el efecto de la modulación del ancho de pulso, ante una señal de CD rectificada a partir de un recortador trifásico, y de la aplicación de un generador de fuente de sierra en comparación de una señal portadora para el ajuste del ciclo de trabajo que se esté utilizando.

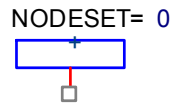


Figura 6.34 : Símbolo en PSpice en solución de los problemas de convergencia

Entonces la simulación para el circuito de la figura 5.2.8.4.3, se aprecia en la figura 6.36.

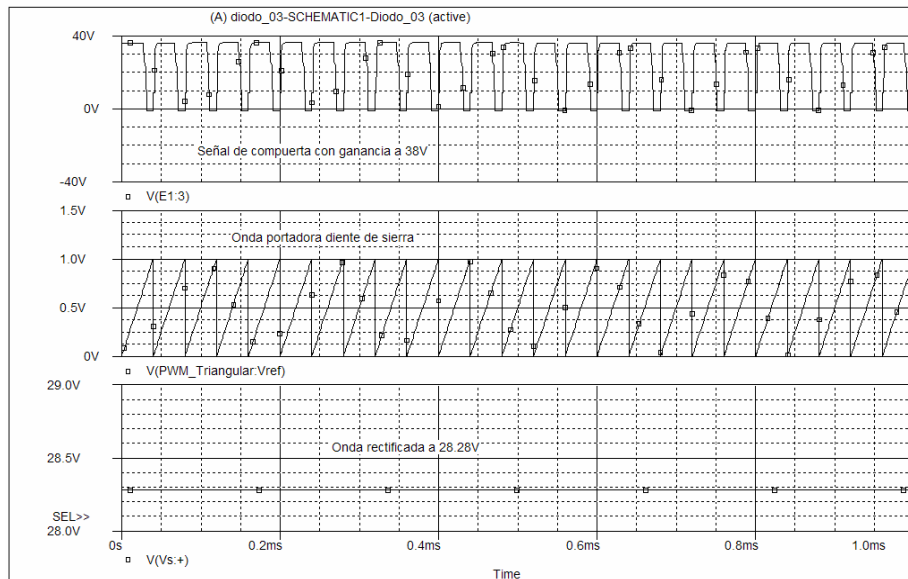


Figura 6.35 : Simulación de la señal portadora diente de sierra, voltaje de compuerta y onda rectificada.

En la figura 6.36, se aprecian las simulaciones del ciclo de trabajo y valor de corriente en la carga.

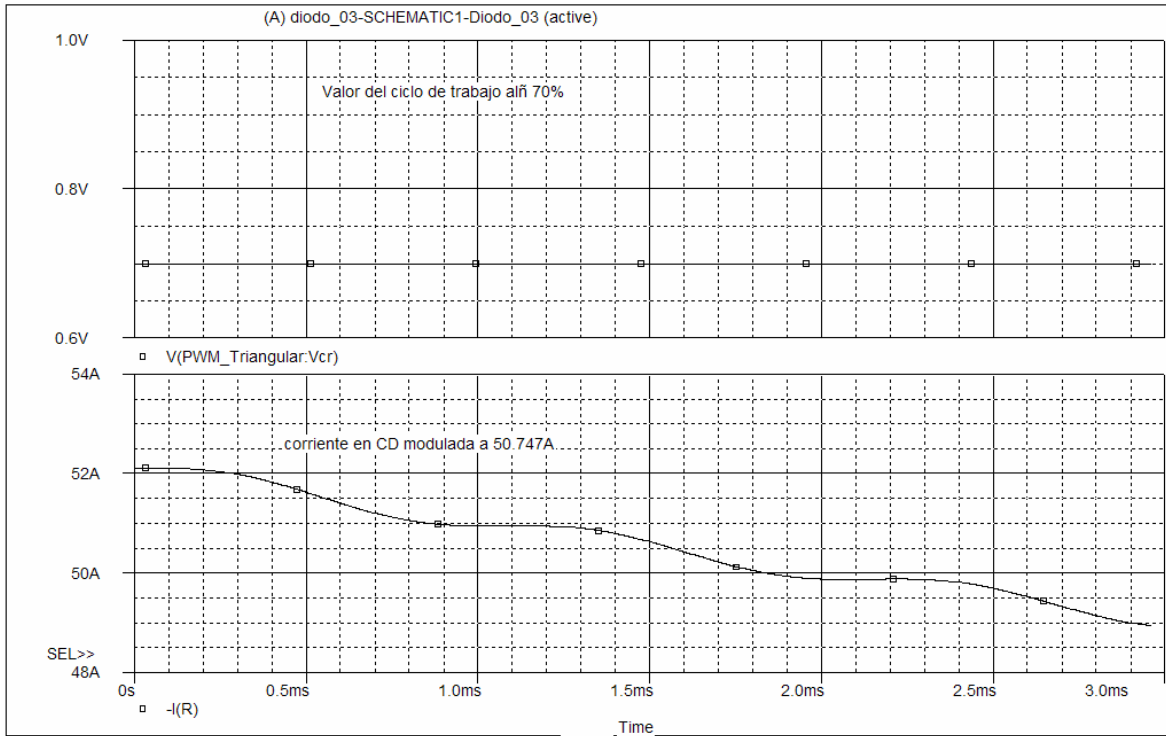


Figura 6.35 : Simulación de la señal del ciclo de trabajo a un 70% y señal de salida de corriente modulada en CD.

Es importante apreciar el hecho, que la fuente que se utilizó, en vez del circuito de la figura 6.31, se adaptó a tiempos de simulación muy pequeños, pues ésta simulación en las gráficas 6.34 y 6.35, se hizo a un tiempo de final de simulación de 3ms, a un máximo escalón de $0.98E-6$, como valores adecuados para observar las señales antes expuestas en las figuras 6.34 y 6.35 respectivamente.

Finalmente la respuesta del sistema del lazo de realimentación, se hizo basado en la función de transferencia, para un sistema de conversión de CD-CD, de segundo orden,.

Como se aprecia en la ecuación 87 y 88

$$x_1' = \frac{-1}{L} x_2 + \frac{k}{L} u_1 \quad (87)$$

$$x_2' = \frac{-1}{C}x_2 + \frac{1}{RC}x_2 \quad (88)$$

Estas ecuaciones provienen del circuito equivalente para un convertidor de reductor con variables de estado, como se aprecia en la figura 6.36.

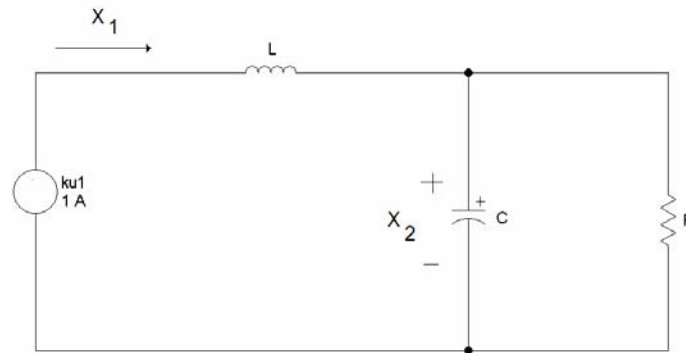


Figura 6.36 : Circuito equivalente continuo del convertidor reductor con variables de estado

Este circuito está basado en la técnica de estado-espacio aproximado, y diseñado para frecuencias de conmutación lo suficientemente altas, que permiten efectuar un análisis de frecuencia de señal en tiempo continuo por separado del análisis de frecuencia de conmutación. Debe señalarse, que el sistema original no es lineal, por lo que se deben hacer aproximaciones en análisis simulados, para obtener una región con comportamiento lineal con pequeña señal, en la aplicación de otras técnicas, que para este caso se basó, en la técnica con Propulsión de voltaje de entrada de Inyección de armónicos con control de ganancia no lineal para Interruptor periódico trifásicos, con DCM (modo de conducción discontinua), para rectificadores y convertidores de CD-CD reductores. **[Rashid, 2004]**.

La simulación en PSpice de la respuesta al escalón del circuito de la figura 5.2.8.4.3, se muestra en la figura 6.38.

Pero antes de ver la respuesta del sistema de control, se procederá, a ver el método de cómo se estableció la forma de observar la respuesta del sistema, a partir del circuito de la figura 6.37 y 6.38. De acuerdo con las ecuaciones de estado, se obtuvo lo siguiente. Realizando un análisis lineal del sistema, de la figura 6.36, el circuito implica un sistema de segundo orden, pues tienen dos elementos de almacenamiento de energía, como lo es el capacitor y la bobina. Eso es también un filtro pasa bajo, pues el capacitor atenúa o filtra las señales de alta frecuencia, más allá de la frecuencia de corte del filtro. Las variaciones de estado, del filtro de segundo orden paso bajos, son escogidas por la corriente a través de la bobina, x_1 , y a través del capacitor x_2 . Aplicando la ley de voltajes de Kirchoff, la fuente variable u_1 , es igual a la suma de las caídas de voltaje a través del inductor y del voltaje a través del capacitor. Es decir :

$$u_1 = L \dot{x}_1 + x_2 \quad (89)$$

Donde

$$\dot{x}_1 = \frac{dx_1}{dt} \quad (90)$$

Y es igual a la velocidad o tasa de cambio de la corriente del inductor, \dot{x}_1 . Aplicando la ley de corrientes de Kirchoff, a el inductor, \dot{x}_1 , ésta es igual a la suma de la corriente que fluye a través del capacitor, C y el resistor R :

$$\dot{x}_2 = C \dot{x}_2 + \frac{x_2}{R} \quad (91)$$

Donde

$$\dot{x}_2 = \frac{dx_2}{dt} \quad (92)$$

Y es igual a la velocidad o tasa de cambio del voltaje x_2 . La ecuación 89, puede ser re-escrita, para proporcionar la tasa de cambio de la corriente del inductor, \dot{x}_1 , como :

$$\dot{x}_1 = -\frac{x_2}{L} + \frac{u_1}{L} \quad (93)$$

Mientras que la ecuación 91, puede ser re-escrita, para proporcionar la tasa de cambio del voltaje del capacitor, \dot{x}_2 , como :

$$\dot{x}_2 = \frac{x_1}{C} + \frac{-x_2}{RC} \quad (94)$$

La forma en el contexto del análisis de los sistemas lineales, hace que estas ecuaciones puedan ser escritas en una matriz de la forma :

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (95)$$

Donde x es el vector de estado, A es la matriz de coeficientes de estado, u es el vector fuente, y B es la matriz de coeficientes de la fuente. En este caso las matrices son :

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (96)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -1/RC \end{bmatrix} \quad (97)$$

$$u = [u_1] \quad (98)$$

Si cada matriz **A** o **B** contiene una función de **x** o **u** , entonces se trata de un sistema no lineal. Para el caso de un sistema no lineal, la solución en DC, se ajuste a la ecuación 95, para proporcionar un cero, de modo que :

$$x = -A^{-1}Bu \quad (99)$$

Donde A^{-1} es la inversa de la matriz de coeficientes de estado. La inversa de una matriz, es la matriz adjunta dividida por el determinante. Se debe de notar que el determinante de A, no debe de ser cero para una solución válida en DC. Tomando la transformada de Laplace, de la ecuación 95, ésta da :

$$sX(s) = AX(s) + BU(s) \quad (100)$$

o

$$X(s) = (sI - A)^{-1}BU(s) \quad (101)$$

Donde **I** es la matriz identidad, teniendo la misma dimensión u orden de **A**. Para nuestro ejemplo de segundo orden, se tiene que _

$$\begin{bmatrix} X_1(s) \\ X_2(s) \end{bmatrix} = \frac{\begin{bmatrix} s + \frac{1}{RC} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U(s)}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC}} \quad (102)$$

La ecuación 102, produce dos funciones de transferencia. La función de transferencia relativa a la corriente del inductor, x_1 , a la corriente de entrada, u_1 , $X_1(s)/U_1(s)$, es :

$$\frac{X_1(s)}{U_1(s)} = \frac{(1/L)(s + (1/RC))}{(s^2 + (s/RC) + (1/LC))} \quad (103)$$

Mientras que la función de transferencia relativa al voltaje del capacitor, x_2 , al voltaje de entrada, u_1 , $X_2(s)/U_1(s)$, es :

$$\frac{X_2(s)}{U_1(s)} = \frac{1/LC}{(s^2 + (s/RC) + (1/LC))} \quad (104)$$

Como los valores que se definieron para el capacitor, el inductor y el resistor, se toman en cuenta aquí, para observar, la respuesta al escalón, del convertidor reductor linealizado, en lo que respecta al filtro paso bajos, y como se explicó anteriormente. Los Valores fueron de $R=375 \Omega$. $L=0.7036H$ y $C=10\mu F$.

Entonces las funciones de transferencia para las ecuaciones 103 y 104, en PSpice, se ve en las gráficas 6.37 y 6.38.

Para la corriente la función de transferencia es :

$$\frac{X_1(s)}{U_1(s)} = \frac{(1.42)(s + 266.67)}{(s^2 + 266.67s + (1.42))}$$

Para el voltaje, la función de transferencia es :

$$\frac{X_1(s)}{U_1(s)} = \frac{1.42}{(s^2 + 266.67s + (1.42))}$$

En ambos el valor de $K=1.42$

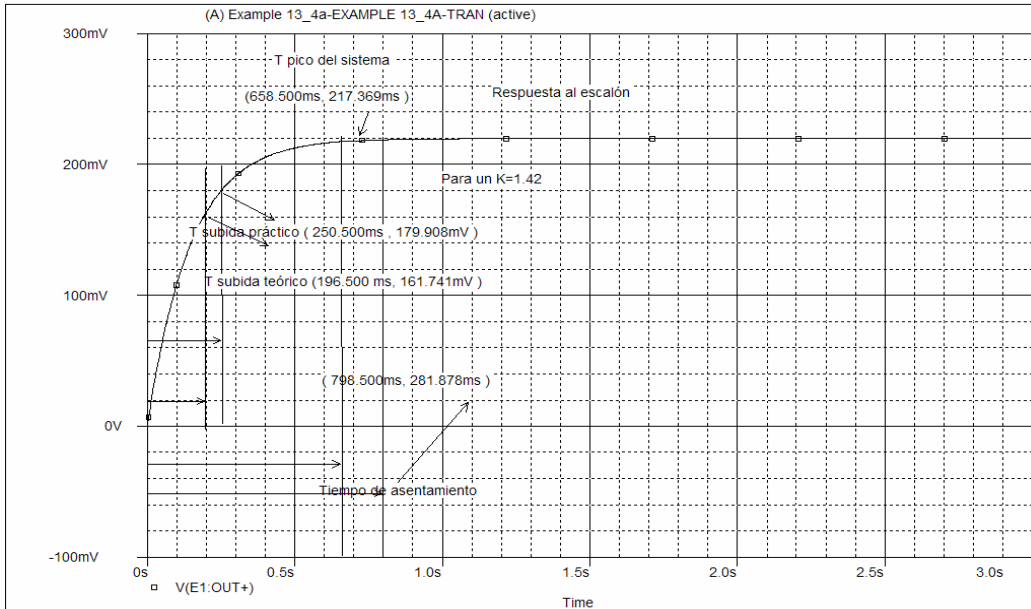


Figura 6.37 : Respuesta al escalón del circuito de la figura 5.2.8.4.3, de acuerdo a la ecuación 103.

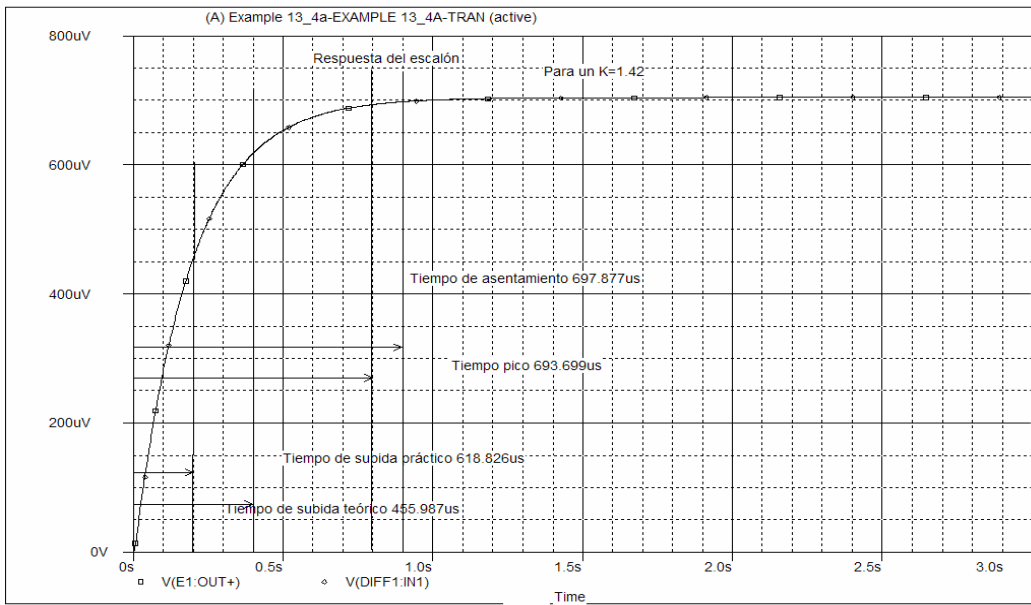


Figura 6.38 : Respuesta al escalón del circuito de la figura 5.2.8.4.3, de acuerdo a la ecuación 104

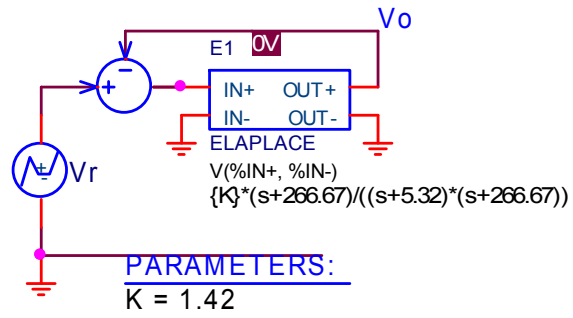


Figura 6.39 : Circuito utilizado en PSpice para la respuesta al escalón de la ecuación 103

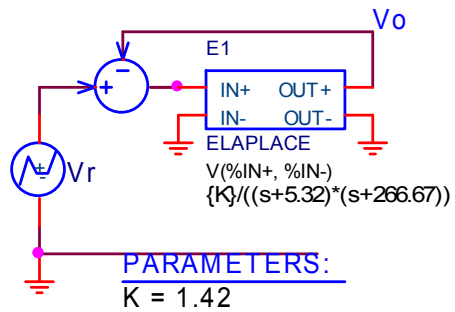


Figura 6.40 : Circuito utilizado en PSpice para la respuesta al escalón de la ecuación 104.

Capítulo 7: Conclusiones

1. Por medio de la técnica de propulsión de armónicos (feedforward), se logró regular la corriente de CD de salida del convertidor con el uso de un IGBT y de un MOSFET con el modo de conducción continua, como interruptor periódico, pero en calidad de una aproximación de simulación, con posibilidad de variaciones en una implementación real.
2. Las frecuencias de corte, tanto para el filtro pasa altas como pasa bajas, como circuitos de protección de este sistema convertidor reductor de CD-CD, atenuaron las bandas de paso, a la frecuencia fundamental de 60 Hz, en la versión de simulación en PSpice.
3. La carga de corriente es discontinua en las diferentes versiones de los choppers. Cuando el diodo está apagado, hay un voltaje en el transitorio. Si un diodo antiparalelo (conocido como diodo de rodamiento libre <freewheeling diode>), es conectado a través de la carga, la corriente de carga será más suave. Como resultado el PF mejorará, como producto de la estimación en el proceso de simulación en PSpice.
4. La etapa de disparo en el interruptor periódico del circuito Chopper, como regulador reductor, fue lograda por medio del microcontrolador PIC16F84A, con una frecuencia de trabajo de 4MHz, para la inyección de armónicos en modo discontinuo DCM, por lo que la corriente no regulada a la entrada del convertidor de CD-CD, sea regulada a la salida, por medio de la técnica de PWM, por medio de la simulación del programa Proteus.
5. El THD para la corriente de entrada al circuito convertidor de CD-CD, con la utilización de un IGBT, como interruptor periódico, fue de un 70.04% como un valor estimado en la simulación con la posibilidad de que éste varíe en una implementación real, así como para el convertidor con MOSFET, fue del 48.13 % en su corriente de entrada.

Entonces a un valor menor de THD, menor distorsión de la onda de la entrada, siendo el MOSFET una mejor opción que el IGBT en esta caso, desde el punto de vista de la simulación en PSpice.

6. El FP para el convertidor con IGBT, fue de 0.9776 (atrasados) , mientras que para el regulador con MOSFET, fue de 0.9010 (atrasados), lo que implica, que un IGBT, es una mejor opción que el MOSFET, en este caso, porque implica un consumo energético más eficiente, desde el punto de vista de simulación en PSpice.
7. La función de transferencia relativa a la corriente del inductor, x_1 , a la corriente de entrada, u_1 , $X_1(s)/U_1(s)$, para un convertidor reductor en modo de conducción continua fue de :

$$\frac{X_1(s)}{U_1(s)} = \frac{(1.42)(s + 266.67)}{(s^2 + 266.67s + (1.42))}$$

8. La función de transferencia relativa al voltaje del capacitor, x_2 , al voltaje de entrada, u_1 , $X_2(s)/U_1(s)$, para un convertidor reductor en modo de conducción continua fue de :

$$\frac{X_1(s)}{U_1(s)} = \frac{1.42}{(s^2 + 266.67s + (1.42))}$$

Capítulo 8: Recomendaciones

1. Dar mantenimiento preventivo tanto al transformador trifásico como al rectificador no controlado, con el fin de limpiarlo de impurezas y para un mejor rendimiento.
2. Conseguir diodos de potencia de alta corriente, (1200 A) a carga plena, con el fin de que soporte el arranque asíncrono del motor, para el puente rectificador trifásico.
3. Coordinar capacitaciones en Seguridad Eléctrica en mediciones eléctricas y electrónicas, antes de tomar datos de corriente y voltaje, en caliente, con el fin de evitar los transitorios en la red.
4. Si se monta el sistema con IGBT, utilizar uno del orden de 1200 A, como por ejemplo el MBN1200E17E de Hitachi.
5. Si se monta el sistema con MOSFET, utilizar ocho de ellos en paralelo del orden de 230 A, como por ejemplo el 260MB10 de Semikron.
6. Si se monta el sistema con BJT, utilizar uno del orden de 700 A, como por ejemplo el SKN 400 de Semikron.
7. Conectar al devanado trifásico del estator del motor síncrono, a un rectificador trifásico de alta corriente, con diodos de potencia del tipo SKN 6000, es decir, de 6000A de Semikron, pues la regeneración en caliente puede llegar a quemar este tipo de diodo de potencia.
8. Conectar la salida del puente rectificador trifásico, un banco de baterías de CD, para reutilizar esta energía en otro tipo de aplicaciones, por ejemplo en ventiladores, compresores o alumbrado, etc.

Bibliografía

1. Ang, Simon; Oliva, Alejandro. Power-Switching Converters. 2da ed. Editorial: Taylor&Francis Group, United States, 2005.
2. Calvo Rolle, José Luis. Edición y simulación de Circuitos con Orcad. Editorial > AlfaOmega Ra-Ma, México, 2004.
3. Cathey, Jimmie J. Máquinas Eléctricas : Análisis y diseño aplicando Matlab. Editorial : Mc Graw-Hill, México, 2002.
4. Chapman, Stephen J. Máquinas Eléctricas, 3era ed. Editorial : Mc Graw-Hill, Bogota, Colombia, 2000.
5. Datos técnicos sobre la solución proyectada, Manual de Instrucción, EnhartGlass, 1990.
6. Dewan, Shashi, B. Power Semiconductor Circuits. Editorial :John Wiley & Sons Inc, Canada, 1975.
7. Dorf, Richard; Bishop, Robert. Sistemas de Control Moderno., 10ma ed . Editorial : Prentice-Hall, Madrid, 2005.
8. Ericsson, Robert; Maksimovic, Dragan. Fundamentals of Power Electronics. 2da ed. Editorial : Springer Science + Business Media, LLC. United States, 2001.
9. Félice, Eric. Perturbaciones Armónicas : Efectos, Orígenes, Medidas, Diagnóstico, Soluciones. Editorial : Paraninfo, París, Dunod, 2000.

10. Fernández, Blas; Valdivia Andrés. Teoría de Circuitos con Orcad Pspice. Editorial : Alfaomega RA-MA®, México, 2001.
11. Figueres, Emilio; Benavent, José Manuel. Simulación de Circuitos Electrónicos de Potencia con PSpice. Editorial : Alfa Omega Grupo Editorial, México, 2001.
12. Fitzgerald, A.E; Kingsley, Charles JR. Máquinas Eléctricas. 6ta ed. Editorial : Mc Graw Hill, México, 2003.
13. Formato para la elaboración del Anteproyecto. Instituto Tecnológico de Costa Rica.
14. Gourishankar, Vembu. Conversión de Energía Electromecánica. Editorial : Alfaomega, México, 1995.
15. Harper, Enríquez Experimentos con Máquinas Eléctricas Rotatorias y Transformadores. Editorial : Limusa. México, D.F. 2005.
16. Harper, Enríquez. Máquinas Eléctricas Rotatorias y Transformadores. Editorial : Limusa. México, D.F. 2005.
17. Mohan, Ned; Undeland, Torre M. Power Electronics : Converters, applications and Desing. 3era ed. Editorial : John Wiley & Sons. United States, 2003.
18. Moorthi, V.R. Power Electronics : Devices, Circuits, and Industrial Applications. Editorial : Oxford, United States, 2005.
19. Palacios, Enrique; Remiro, Fernando. Microcontrolador PI16F84A : Desarrollo de Proyectos. 2da. Ed. Editorial : AlfaOmega Ra-Ma, México, 2006.

20. Rashid, Muhammad H. Electrónica de Potencia, 2da ed. Editorial : Pearson Educación, México 1993.
21. Rashid, Muhammed H. Introduction PSpice Using OrCAD for Circuits and Electronics. 3era ed. Editorial : Pearson Prentice-Hall, United States, 2004.
22. Rashid, Muhammad H, Rashid, Hasan M. Spice For Pwer Electronics and Electric Power. 2da ed. Editorial : Taylor&Francis Group, United States, 2006.
23. Shaffer, Randall. Fundamentals of Power Electronics with MATLAB. Editorial: Thomson Delmar Learning. United States, 2007.
24. Svoboda, James A. PSpice for Linear Circuits. Editorial : John Wiley & Sons, United States, 2002.
25. Zamora, M^a Inmaculada; Mazón, Ángel. Simulación de sistemas eléctricos. Editorial : Prentice-Hall, Madrid, 2005.
26. Y. Jang y M.M. Jovanovic, "A new input-voltage feed forward harmonic-injection technique with nonlinear gain control for single-switch, three-phase, DCM buck rectifiers," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.28, No 1, marzo de 2000, Pa'gs : 268-277.
27. www.gmelectronica.com.ar/catalogo/pag108.html
28. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/30292c.pdf>
29. www.newark.com/semiconductor

Apéndices y Anexos

A.1 Glosario y Abreviaturas

Control feed-forward : control de alimentación hacia delante, la cual utiliza el voltaje de entrada por medio de la técnica de inyección de armónicas.

Convertidor de cd-cd : o llamado también recortador de picos o regulador de conmutación. El voltaje de salida promedio, controla haciendo variar el tiempo de conducción t_1 del transistor Q_1 . Si T es el periodo de recorte, entonces $t_1 = \delta T$. A δ o k se le llama ciclo de trabajo del recortador o troceador.

DCM : modo de conducción discontinua, de discontinuos-conduction-mode.

DF : factor de desplazamiento, o llamado también factor de potencia de desplazamiento (DPF, de displacement power factor).

EMI : Interferencias electromagnéticas

FF : factor de forma, que es una medida de la forma del voltaje de salida en corriente alterna.

FP : factor de potencia, de power factor, que es una relación entre la potencia real (P) y la potencia aparente (S).

Ganancia de control no lineal : del inglés nonlinear gain-control, es una medida de la potencia de salida en función de la ganancia dc en la entrada.

Harmonic injection : inyección de armónicos, es una técnica introducida en convertidores por conmutación por medio del control de alimentación hacia delante con interruptores trifásicos, por medio de la modulación de ancho de pulso (PWM), en combinación con DCM.

HF : es una medida de la distorsión de una forma de onda, y también se llama distorsión armónica total (**THD**, de total harmonic distortion)

IGBT : Transistor bipolar de compuerta aislada.

MOSFET : transistor de efecto de campo de metal óxido semiconductor.

PIV : voltaje pico de bloqueo en sentido inverso (o bloqueo inverso).

RF : ripple factor, es decir, factor de rizado, que es una medida del contenido alterno residual.

Regulador elevador : procedente de "*boost converter*" es un convertidor en la cual el voltaje de salida es mayor que en el de entrada.

Regulador en conmutación : ver controlador cd-cd.

Transformador trifásico : se obtiene interconectando tres bancos monofásicos, o bien devanando tres pares de arrollamientos sobre otras tantas columnas de un único núcleo magnético, que puede adoptar diferentes topologías, (delta o estrella).

TUF : factor de utilización del transformador, de transformer utilization factor, que es una relación de la potencia en cd entre el producto del voltaje y la corriente efectiva.

Foxboro : Sistema de monitoreo general para sala de control en Holcim S.A (Costa Rica).

Modbus : Protocolo industrial, para transferir entre controles y sensores por medio de puertos RS-232, información digital del proceso industrial

A.2 Manuales de usuario

A.2.1 Programación del PIC16F84A

Procedemos primero a cargar el Proteus ISIS como se aprecia en la siguiente figura A.2.1 :

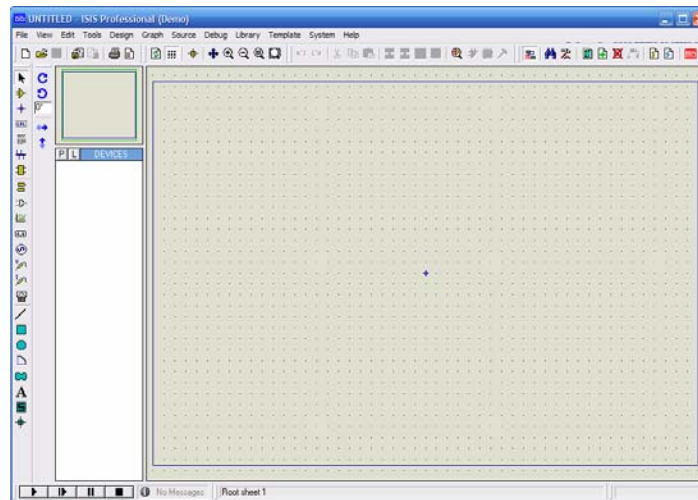


Figura A.2.1 : Interfaz de Proteus ISIS

Después procederemos a configurar el menú source de Proteus como se aprecia en la figura A.2.2 , en lo que respecta a la simulación de herramientas de código en Proteus.

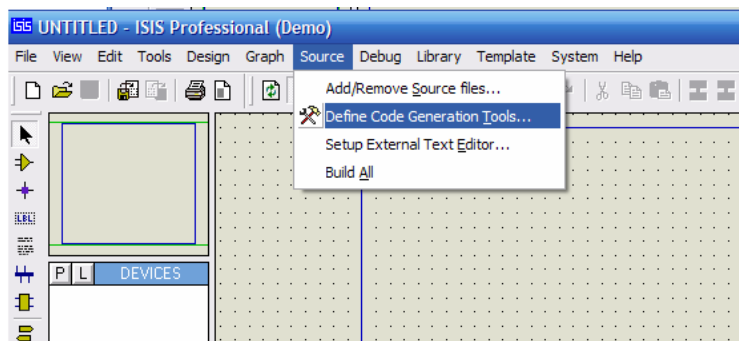


Figura A.2.2 : Configuración del menú source en Proteus

En este momento se abre una ventana que se ofrece tres opciones en la configuración del source para el uso del microcontrolador del PIC16F84A, como se aprecia en la figura A.2.3 :

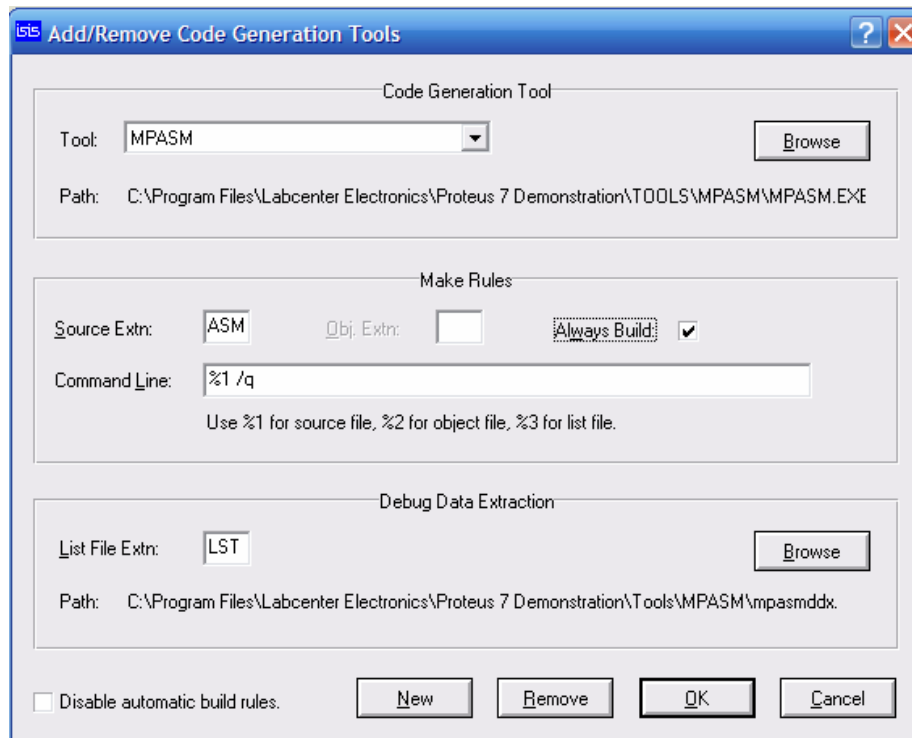


Figura A.2.3: Generación en las herramientas de código del menú source

Aquí elegimos la opción MPASM, el cual corresponde al ensamblador para este tipo de PIC, pues lo provee el fabricante, como es el caso de Microchip. Después en la opción de Made Rules, se establece automáticamente al elegir la opción del compilador o ensamblador, que para este caso corresponde al MPASM. Por último la opción del Debug Data Extraction, este dato debe ser del tipo LST, en confabulación del fichero mpasmddx, en la cual cual tuvo que ser ubicado como se muestra a continuación, en la figura A.2.4 :

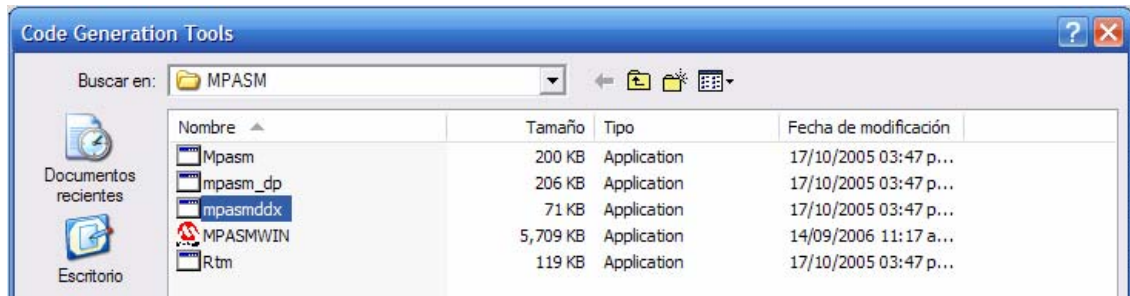


Figura A.2.4 : Ubicación del fichero mpasmddx

Después en el menú source, escogemos la primer opción en lo que respecta para añadir el archivo fuente de nuestro programa objeto, como se aprecia en la figura A.2.5 :

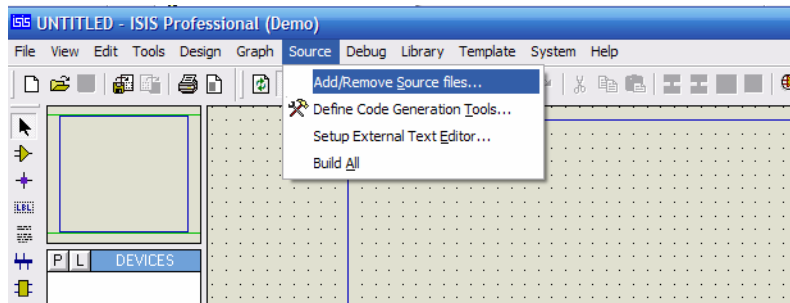


Figura A.2.5 : Inserción del archivo fuente en la configuración para un PIC16F84A en Proteus

Posteriormente escogemos la opción de la ventana que nos abre esta aplicación inmediatamente, para MPASM, para nuestro microcontrolador, como se ve en la figura A.2.6 :

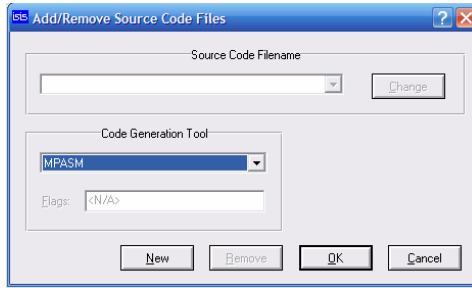


Figura A.2.6 : Escogencia del tipo de ensamblador en Proteus

Después en la opción de New, buscamos el código fuente, para tal propósito, como se aprecia en la figura A.1.7 :

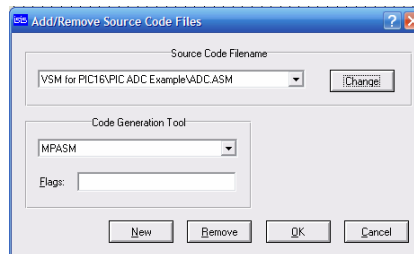


Figura A.2.7 : Fichero con extensión .ASM para el PIC16F84A

Mas adelante al dar la opción de OK como se vió en la figura 07, si de nuevo abrimos el menú source, nos encontramos que aparece ya el fichero ADC.ASM cargado, como se observa en la figura A.2.8 :

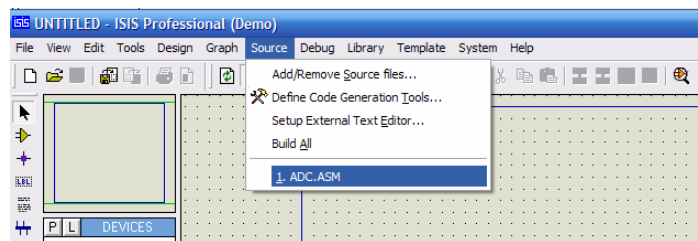


Figura A.2.8 : Fichero adc.asm cargado

Posteriormente, podemos darle click a este fichero y obtener directamente el código fuente al cual fue creado, como se ve en la figura A.2.9 :

```

Source Editor - [ADC]
File Edit View Window Help
LIST p=16F877
#include "16F877.INC"

; Macro to generate a MOVLM instruction that also causes a model break:
break
MACRO arg
    DW 0x3100 | (arg & H'FF')
ENDM

cblock 0x20
    count, lci, lc2;
endc

; Vector for normal start up.
org 0
goto start

org 4
goto inthlr

; Main program starts here:
start
    cllw ; Clear W.
    movwf PORTB ; Ensure PORTB is zero before we enable it.
    movwf PORTD ; Ensure PORTD is zero before we enable it.
    movwf count ; Reset count value.
    movwf CCP1M ; Clear.
    movwf CCP1L ; Clear.

; Set up ports:
    bsf STATUS,RP0 ; Select Bank 1
    movlw 0xFF ; Set W to mask for all inputs.
    movwf TRISA ; set TRISA register as inputs.
    movlw 0x00 ; Set W to mask for all inputs.

```

Figura A.2.9 : Fichero adc.asm cargado directamente al wordpad de Proteus

En este momento podemos ya edificar o que es lo mismo técamente ensamblar el fichero fuente, como se observa en la figura A.1.10 :

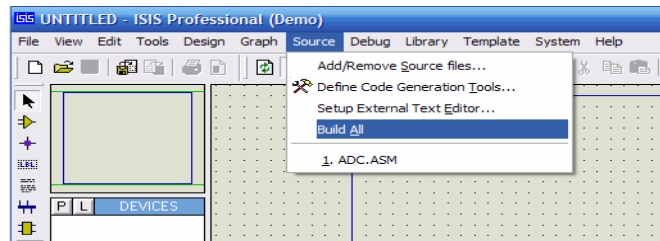


Figura A.2.10 : Ensamblado del fichero adc.asm en Proteus

Además de los modelos, para los cálculos de los diodos de potencia tenemos :

$$I_D = I_S (e^{V_D/nV_T} - 1) \quad (105)$$

$$V_T = \frac{KT}{q} \quad (106)$$

$$PF_i = \frac{I_{1(rms)}}{I_S} \cos \phi_1 = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\%THD}{100}\right)^2}} \cos \phi_1 \quad (107)$$

TABLA 11 Parámetros del modelo del BJT

Nombre	Area	Modelo paramétrico	Unidad	Por defecto	Típico
IS	*	Corriente de saturación p-n	A	1E-16	1E-16
BF		Beta de adelantamiento máximo ideal		100	100
NF		Coefficiente de emisión de corriente en directa		1	1
VAF(VA)		Voltaje temprano de adelantamiento	V	.	100
IKF(IK)		Punto para una beta directa de alta corriente de rodamiento de caída	A	.	100
ISE(C2)		Corriente de saturación filtrada base-emisor	A	0	100
VAR(VB)		Voltaje temprano en inversa	V	.	100
CJC	*	Capacitancia base-colector p-n de tendencia cero	F	0	1P
VJC(PC)		Potencial empotrado base-colector	V	0.75	0.5
VTF		Dependencia del tiempo transitorio sobre Vbc	V	.	0.1NS

A.2.2 Análisis del transitorio en PSpice

El análisis del transitorio determina la salida en el dominio del tiempo en respuesta de una señal de entrada en el dominio del tiempo. El método para el cálculo del análisis del transitorio por diferentes puntos de prueba del análisis de puntos de prueba de DC., los valores iniciales de los nodos no contribuyen al punto de operación o los parámetros linealizados. Los capacitores e inductores son considerados como abiertos y cortocircuitos, respectivamente, mientras que los puntos de prueba en el transitorio, los voltajes iniciales en los nodos de los circuitos son tomados en cuenta en el cálculo de los puntos de prueba y de los parámetros de pequeña señal de los elementos no lineales. Los capacitores e inductores deben de tener valores hinciales, por lo que, debe de quedarse las partes del circuito.

El análisis del transitorio puede ser realizado por el comando `.TRAN`, el cual tiene las siguientes formas generales :

`.TRAN TSTEP TSTOP [TSTART TMAX] [UIC]`

Donde **TSTEP** es el incremento de impresión, **TSTOP** es el final del tiempo, y **TMAX** es el máximo tamaño del escalón. TMAX permite al usuario el control del tiempo interno del escalón. TMAX puede ser más pequeño o más grande que el tiempo de impresión TSTEP. El valor por defecto de TMAX es TSTOP/50. UIC significa (uso de condiciones iniciales), como una opción especificada en el comando `.TRAN`.

Es importante señalar que PSpice realiza los análisis de Fourier del análisis del transitorio. El comando para un análisis de Fourier es :

`.FOUR FREQ VN`

Donde $FREQ$ es la frecuencia fundamental, entonces la duración del análisis del transitorio de al menos un periodo. Por ejemplo si se tiene un periodo de $200\mu s$, esto implica que $FREQ=1/T=5kHz$. En el análisis DC, todas las fuentes dependientes e independientes son del tipo DC.

Los inductores y los capacitores en un circuito son considerados como corto circuitos y circuitos abiertos, respectivamente. Esto es debido a que a frecuencia cero, la impedancia representada por un inductor es cero y que para un capacitor es infinito. Los comandos que están disponibles para el análisis DC son :

- .OP** Punto de operación DC
- .NODESET** Ajuste del nodo
- .SENS** Sensitividad de pequeña señal
- .TF** Función de transferencia a pequeña señal
- .DC** es el barrido de DC

Por otra parte, PSpice permite varias opciones de control y parámetros limitados para varios análisis. El formato general es :

.OPTIONS [(opciones) nombre] [((opciones) nombre)=(valor)]

Las opciones pueden ser listadas en cualquier orden. Hay dos tipos de opciones, aquellas sin valores y aquellas con valores. Las opciones sin valores son utilizadas como banderas de varios tipos y sólo la opción *name* es mencionada. La Tabla 01 muestra las opciones sin valores :

TABLA 12: Opciones sin valor

Opción	Efectos
NOPAGE	Supresión de paginación e impresión de una bandera por cada sección principal de salida
NOECHO	Supresión de listado de un archivo de circuito
NODE	Causas de salida de una red de lista (tabla nodo)
MONOD	Supresión de listado del modelo de parámetros
LIST	Resumen de causas de todos los elementos de circuito (dispositivos pueden ser salidas)
OPTS	Causas de valores para todas las opciones pueden ser salidas
ACCT	Resumen e información recabada, la salida al final de la simulación
WICTH	Igual que .WIDTH OUT = declaración

Las opciones con valores son usadas para especificadas para utilizar ciertamente con parámetros opcionales. Los nombres de la opción y sus valores son especificados. La Tabla 02 muestra las opciones con valores. Las opciones comúnmente usadas son **NOPAGE**, **NOECHO**, **NOMOD**, **TNOM**, **CPTIME**, **NUMDGT**, y **LIMPTS**.

Declaración de opciones :

```
.OPTIONS NOPAGE NOECHO NOMOD DEFL=20U DEFW=15U DEPAD=50P  
DEFAS=50P
```

```
.OPTIONS ACCT LIST REL/TOL=.005
```

Si la opción ACCT es especificada en la declaración .OPTIONS, PSpice imprimirá el resumen de las estadísticas de trabajo, desplegando varias estadísticas del poner a correr y el final. Esta opción no es requerida para muchas simulaciones de circuitos.

Entonces para el rectificador de media onda la parte de .OPTIONS, se utilizaron las siguientes aplicaciones :

ABSTOL = Mejor exactitud de las corrientes por defecto 1pA

REL/TOL = Exactitud relativa de los voltajes y de las corrientes por defecto 0.001.

VENTOL = Mejor exactitud de voltajes

ITL5 = Límite de interacción total para todos los puntos en el análisis del transitorio
(ITL5 =0 significa ITL5 = infinito)

A.2.7 Construcción de un PWM con ORCAD PSPICE

Nos posicionamos en el menú Place y seleccionamos la opción *Hierarchical Block*. Como se aprecia en la figura 17 :

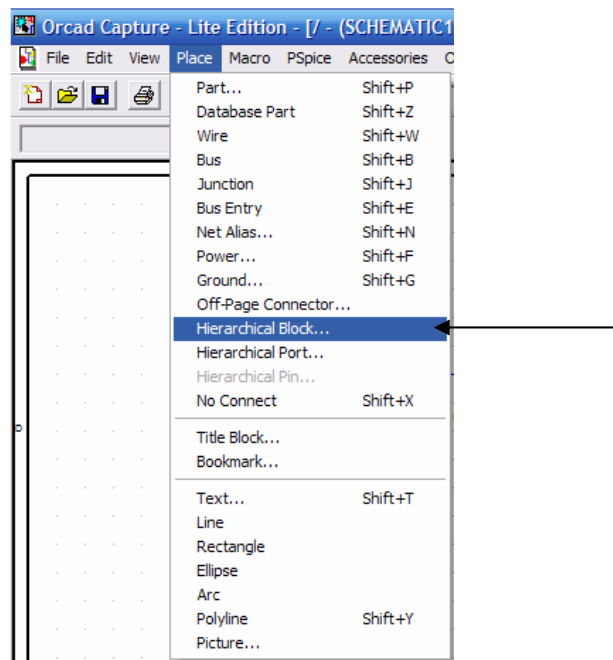


Figura A.2.7.1 : Menú Place de OrCAD PSpice

Al seleccionar esta opción, se despliega la siguiente caja de diálogo :

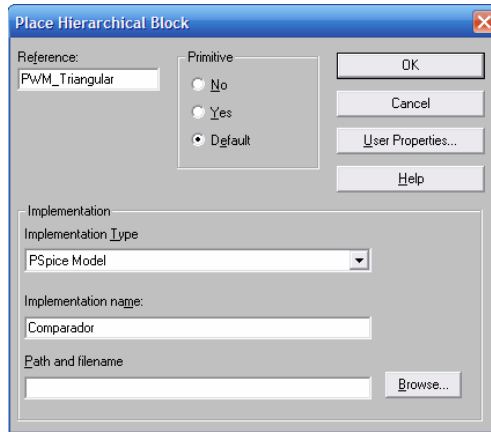


Figura A.2.7.2 : Caja de diálogo para el bloque por jerarquía

Posteriormente se coloca este bloque ya creado en el escritorio de PSpice, como se aprecia en la figura A.2.7.3 :



Figura A.2.7.3 : Bloque PWM como comparador

Luego por medio del mouse se selecciona este bloque ya creado y por medio del menú Place se selecciona la opción *Hierarchical Pins*.

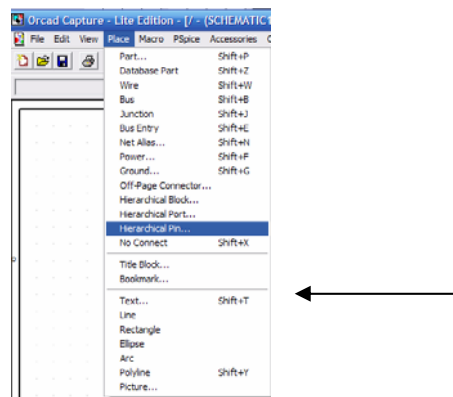


Figura A.2.7.4 : Menú Place de OrCAD PSpice

Luego nos abre una caja de diálogo en la cual se definen el nombre de las diferentes de señales a comparar por medio del PWM, como se aprecia en la figura A.2.7.5 :

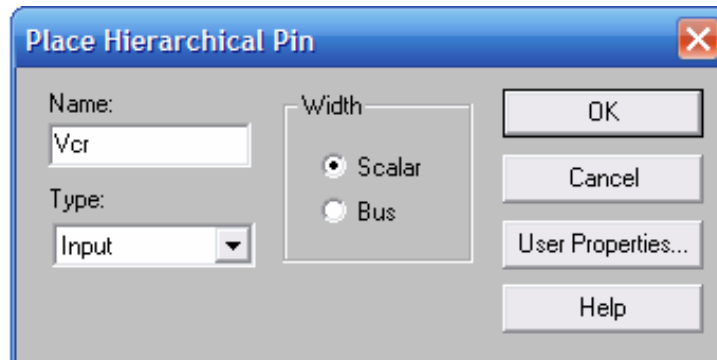


Figura A.2.7.5 : Menú Place Hierarchical pin Vcr como variable de entrada

Finalmente se construye el PWM_Triangular como sigue :

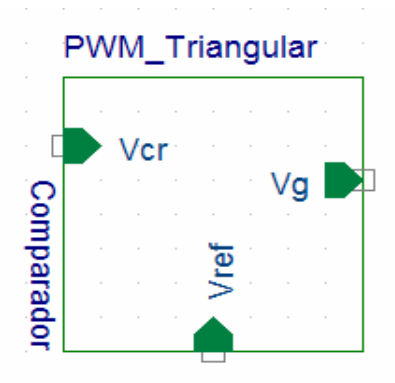


Figura A.2.7.6 : Bloque PWM con Vcr y Vref como entradas y Vg como salida

A.2.3 Modelado de una fuente pulso en PSpice

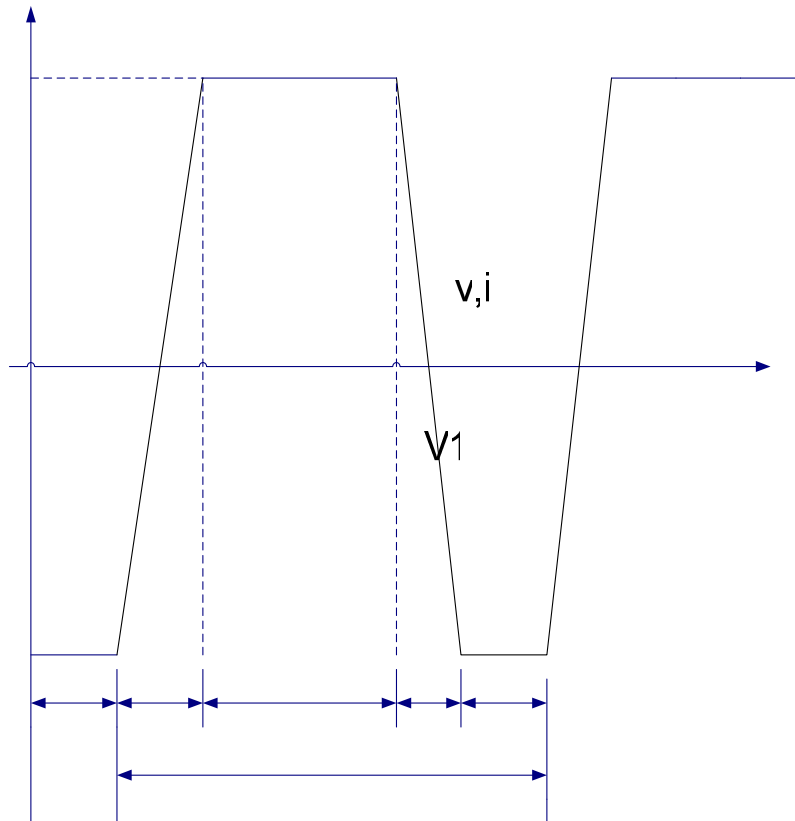


Figura A.2.7.7 : Forma de onda de una señal de pulso

TABLA 13 : Modelo de los parámetros de las fuente tipo pulso

Nombre	Significado	Unidad	Por defecto
V1	Voltaje inicial	V	Nada
V2	Voltaje pulsado	V	Nada
TD	Tiempo de retardo	s	0
TR	Tiempo de subida	s	TSTEP
TF	Tiempo de bajada	s	TSTEP
PW	Ancho de pulso	s	TSTOP
PER	Periodo	s	TSTOP

V2

td

tr

tw

La forma de onda y los parámetros de una señal de pulso se muestra en la figura 22, y aua parámetros en la tabla 01. El símbolo de una fuente de pulso PULSE de su forma general es :

PULSE (V1 V2 TD TR TF PW PER)

V1 y V2 deben de ser especificados por el usuario. TSTEP y TSTOP en la la tabla 01 son los incrementos del tiempo t el final respectivamente, durante el análisis del transitorio (.TRAN)

Ejemplos de declaraciones

Para V1=-1V, V2=1V, td=2ns, tr=2ns, pw=50ns y el per=100ns, el modelo declarado es :

PULSE (-1 1 2NS 2NS 2NS 50NS 100NS)

TABLA 14 : Modelo de los parámetros para un interruptor de voltaje controlado

Nombre	Significado	Unidad	Por defecto
VON	Voltaje controlado en estado	V	1.0
VOFF	Voltaje controlado fuera de estado	V	0
RON	Resistecia encendida	W	1.0
ROFF	Resistencia apagada	W	10 ⁶

A.2.4 Conceptos previos para la simulación con OrCAD PSpice

Diseño del circuito

En la siguiente tabla se indican las sublibrerías y abreviaturas de los elementos que se van a analizar en a la práctica.

TABLA 15 : Sublibrerías y abreviaturas

ELEMENTO	ABREVIATURA	SUBLIBRERIA
Resistencia	R	Analog
Bobina	L	Analog
Condensador	C	Analog
Fuente de tensión	VSRC	Source
Fuente de intensidad	ISRC	Source
Punto de referencia	0	Source

Análisis del circuito

Dentro de **TRANSIENT** el valor correspondiente a **FINAL TIME** es conveniente que sea bajo con el fin de evitar que se alargue el tiempo de simulación

La designación de un elemento es su identificación. Por ejemplo V1 de la fuente de voltaje es la designación, y el nombre de la designación V_V1. Este es el Name de del comando **PARAMETRIC**.

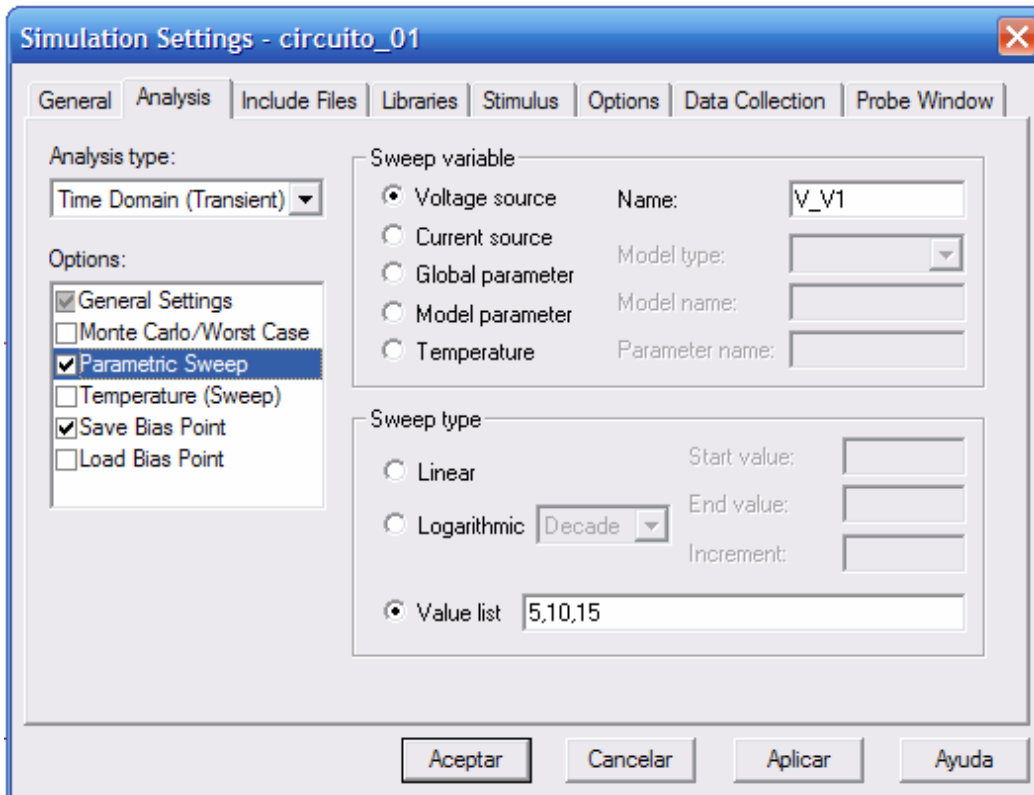


Figura A.2.8.1 : Menú Análisis <Parametric Sweep>.

El comando **PARAMETRIC** se utiliza para analizar un circuito para varios valores de un mismo elemento. Cuando se termina la simulación aparece una ventana igual a la que a continuación se ve :

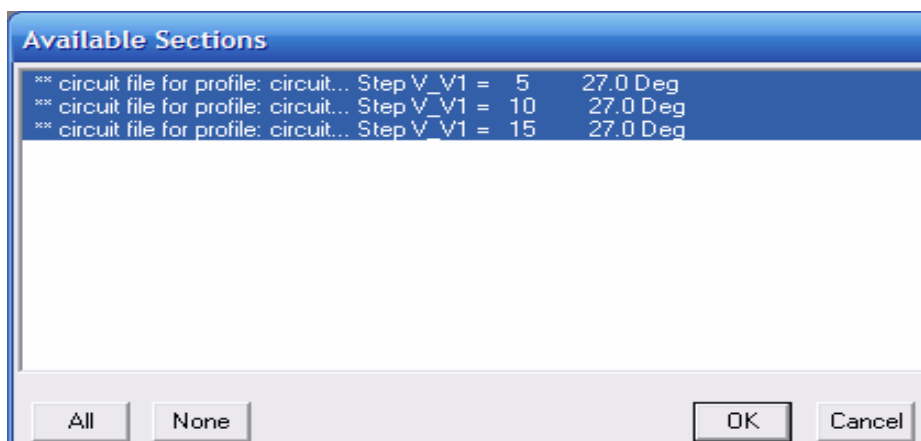


Figura A.2.8.2 : Menú Análisis <Parametric Sweet> con tres valores de tensión.

Si se desea visualizar cualquier traza para los tres valores de V1, se hace un clic en **ALL**, quedando seleccionados. Una vez seleccionados se hará un click en **OK**.

Otra manera de ingresar a esta interfaz es por medio del menú **TRACE<PERFORMANCE ANALYSIS<SELECT SECTION>>**

Obtención de resultados

1. Simulando el circuito, los valores de tensiones e intensidades se obtendrán por medio del menú **MARKERS**.
2. Para obtener el potencial en cualquier punto del circuito con respecto al punto de referencia, se utilizará **PSPICE<MARKERS<VOLTAGE LEVEL>>**
3. Para obtener la tensión entre dos puntos del circuito se ejecutará **PSPICE<MARKERS<VOLTAGE/DIFFERENCIAL>>**.

A.2.5 Representación de potencia

La potencia representada en la siguiente gráfica, se ha obtenido ejecutando en el editor gráfico **TRACE<ADD TRACES>**, y escribiendo en Trace Expresión la expresión de la potencia que se desea obtener.

Para representar la **potencia de un elemento** se seguirá el criterio que la parte superior del eje de abcisas es potencia absorbida y por debajo potencia cedida o generada. Habrá que definir por tanto, siempre la diferencia de potencial poniendo en primer lugar el nodo 1 del primer elemento menos el nodo 2, multiplicado por la intensidad propia del elemento.

Si no aparece el potencial de alguno de los nodos en la ventana **ADD TRACES**, indica que es el nodo de referencia, y su valor es cero.

Para representar las gráficas de las potencias instantáneas, se escribirá en **Trace Expresión** la expresión de la potencia que se quiere obtener haciendo un clic sobre los potenciales o potenciales que la definen, y escribiendo con el teclado los signos y paréntesis que sean necesarios para su completa definición. A continuación se citan algunos ejemplos :

Potencia en V1 : $(V(V1:+)-V(V1:-))*I(V1)$ o $(V1(V1)-V2(V1))*I(V1)$

Potencia en R5: $V1(R5)*I(R5)$ o $(V(R5:1)-V(R5:2))*I(R5)$

Al estar conectado el nodo 2 de R5 al punto de referencia, no aparece en la ventana ADD TRACES, por tanto se ha omitido en la expresión anterior.

Potencia en R4 : $-V2(R4)*I(R4)$ o $(V(R4:1)-V(R4:2))*I(R4)$

No se indica la tensión en el nodo 1, ya que es el punto de referencia, pero si hay que tener en cuenta el signo“-“.

Como se sabe la energía almacenada en un capacitor es :

$$E = \frac{1}{2} C \cdot V^2 \quad (108)$$

Para obtener la energía en el capacitor C1 se escribirá en **Trace Expresión:**

$a * V1(C1)- V2(C1))*(V1(C1)- V2(C1))$ o $a*(V(C1:1)- V(C1:2))*(V(C1:1)- V(C1:2))$

donde a es una constante que se introducirá directamente :

$$a = \frac{1}{2}C \quad (109)$$

La energía almacenada en una bobina viene dada por la expresión :

$$E = \frac{1}{2}L \cdot I^2 \quad (110)$$

Por tanto, basándonos en la el Trace expresión :

$$b \cdot I(L1) \cdot I(L1) \quad (111)$$

donde b es una constante numérica cuyo valor es :

$$b = \frac{1}{2}L \quad (112)$$

A.2.6 Circuitos RLC en corriente alterna para PSpice

TABLA 16 : Valores de impedancias para circuitos RLC

Elemento	R	X	Z	G	B	Y
Resistencia	R	0	R	1/R	0	$\frac{1}{R}$
Bobina	0	$j\omega L$	$j\omega L$	0	$\frac{-1j}{\omega L}$	$\frac{-1j}{\omega L}$
Condensador	0	$\frac{-1j}{\omega C}$	$\frac{-1j}{\omega C}$	0	$j\omega C$	$j\omega C$

Donde :

R : resistencia

X: reactancia

Z : impedancia

G: Conductancia

B: Subceptacia

Y: Admitancia

De modo que :

$$Z = R + jX \rightarrow [\Omega]$$

$$Y = G + jB \rightarrow [S]$$

Además se tiene que :

$$Z = \frac{1}{Y} \quad R = \frac{1}{G}$$

A.2.7 Impedancia y admitancia compleja

Sea **U**: voltaje o tensión e **I**: corriente.

TABLA 17 : Valores de impedancia y admitancia para circuitos RLC

	Módulo	Angulo	Unidad
Impedancia	$ Z = \frac{ U }{ I } = \sqrt{R^2 + X^2}$	$\vartheta = \arctg \frac{X}{R}$	Ohmios
Admitancia	$ Y = \frac{ I }{ U } = \sqrt{G^2 + B^2}$	$\vartheta = \arctg \frac{B}{G}$	Siemens

TABLA 18 : Comportamiento de la carga en sistemas RLC

φ	$0^\circ < \varphi < 90^\circ$	$-90^\circ < \varphi < 0^\circ$	$\varphi = 0^\circ$
Carácter	Inductiva	Capacitiva	Resistiva

$$a = \frac{N_1}{N_2} \quad (115)$$

TABLA 19 : Valor de la impedancia síncrona del molino 03

Valor de impedancia síncrona		
Resistencia	0.015	Ω
Inductancia	3.5	mH

A.2.8 Protocolos de medición

Los protocolos de medición utilizados en este proyecto, se destinaron principalmente a medir la resistencia del motor síncrono y de su bobina, en lo que respecta al rotor, pero estos valores fueron reportados, por parte del encargado eléctrico, a cargo de la unidad de ingeniería, pues para tomar los datos había que contar con permisos de trabajo, de ahí que el estudiante no podía hacer mediciones, a menos que estas fueran coordinadas con la unidad de ingeniería y taller eléctrico. De modo que al estudiante, se le reportó el valor de medición de la impedancia síncrona del motor que alimenta al molino 03, y estos valores se observan en la tabla 20.

TABLA 20 : Valor de la impedancia síncrona del molino 03

Valor de impedancia síncrona		
Resistencia	0.015	Ω
Inductancia	3.5	mH

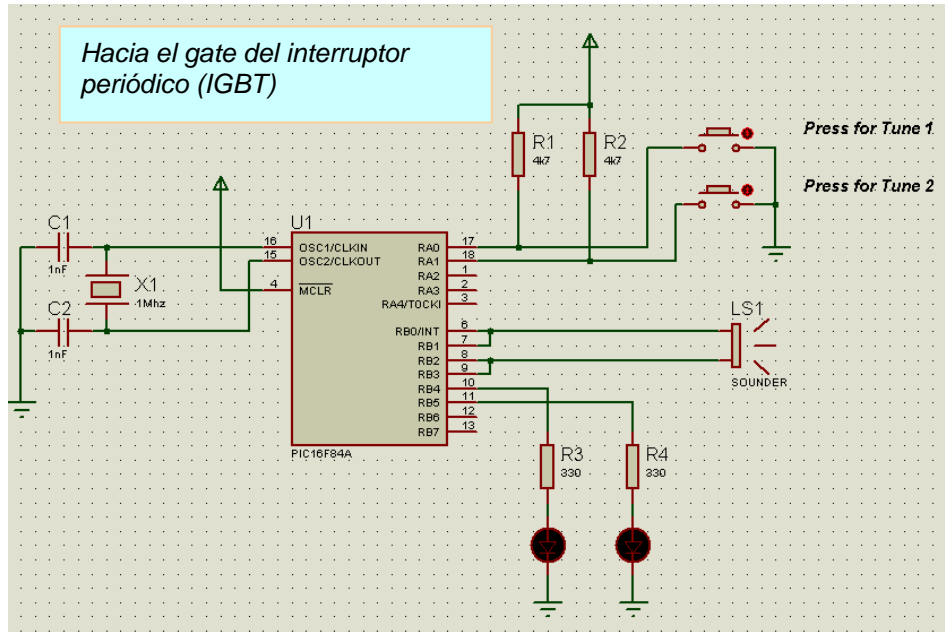


Figura A.3.1.1 : Simulación en Proteus del sistema de rutina de diagnóstico del convertidor reductor

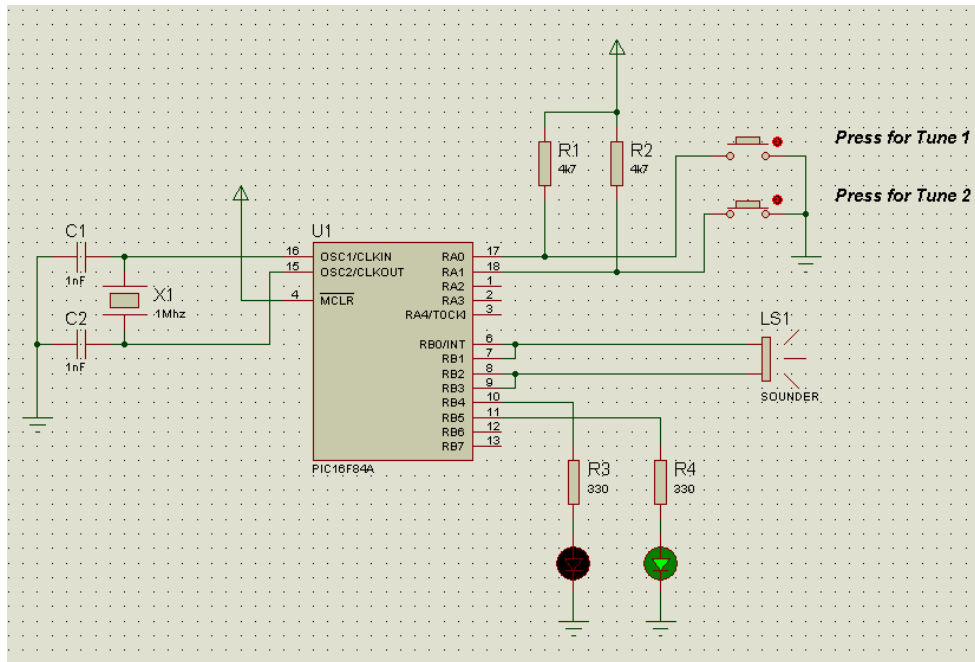


Figura A.3.1.2 : Encendido del LED4 debido a la presencia de corriente en Vg

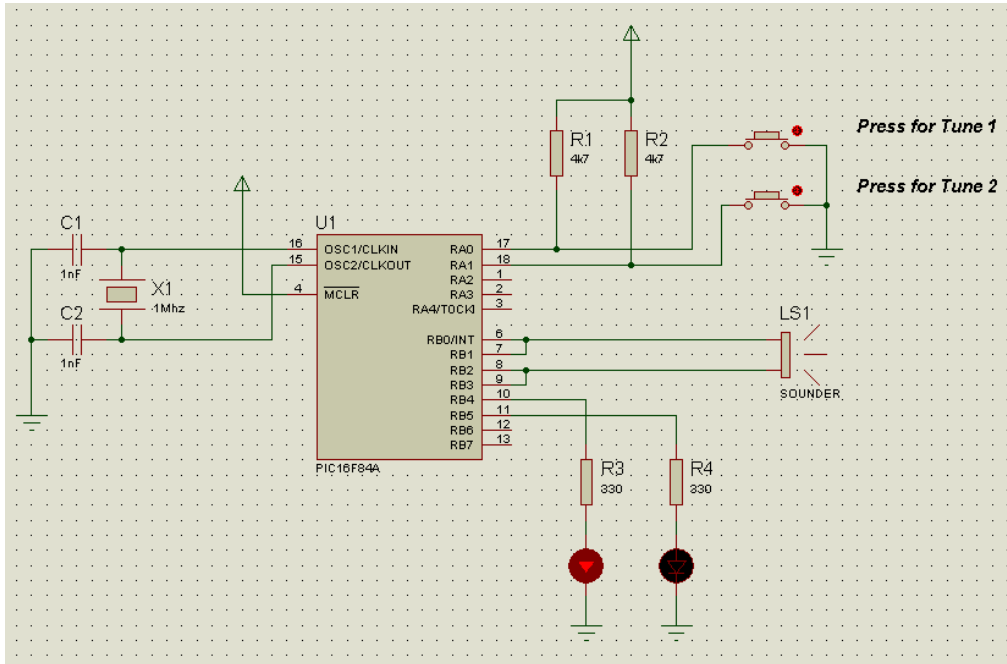


Figura A.3.1.3 : Encendido del LED3 debido a la presencia de voltaje en Vg

A.3 Información de la Empresa

A.3.1 Descripción de la empresa

Holcim (Costa Rica) S.A. es una corporación integrada por diferentes áreas de negocio, entre las que se destacan cemento (Holcim (Costa Rica) S.A.), concreto premezclado (Holcim Concretera S.A.), agregados (Agregados La Roca) y Productos de Concreto.

Se cubre todo el territorio nacional con productos de excelente calidad y el respaldo de un servicio integral que satisface, en forma adecuada y oportuna, las necesidades de nuestros clientes en un entorno de alta competitividad. En cuanto a la misión y visión de Holcim están :

Visión: “ Ser una empresa líder en productos de concreto de alto valor percibido con fuerte presencia nacional. Además de una organización integrada, competitiva, motivada y comprometida con el uso responsable del medio ambiente. Somos la empresa preferida por nuestros clientes, colaboradores, accionistas y la comunidad. Crecemos rentablemente y en forma sostenida.”

Misión: “Mantener el liderazgo en el mercado de los materiales de construcción, satisfaciendo las necesidades de nuestros clientes con concreto, productos y servicios relacionados de un valor percibido superior, promoviendo así a construcción con concreto. Lograr una rentabilidad adecuada para nuestros accionistas. Disponer de un equipo de trabajo motivado, calificado, de gran iniciativa y creatividad, consciente de la necesidad de un aprovechamiento óptimo de los recursos disponibles. Reconocer nuestra responsabilidad en el mantenimiento y mejoramiento de nuestro medio ambiente natural, social y económico.”

Los inicios de Holcim S.A. (Costa Rica) lo que era la Industria Nacional de Cemento, S.A. se remontan a 1960, año donde concursan seis grupos en una nueva licitación. Después de varios intentos fallidos de algunas empresas, un grupo de emprendedores costarricenses se unió para presentar al Gobierno un proyecto, el cual pondría en marcha una gigantesca industria que brindaría enormes beneficios a Costa Rica. Por ello el 17 de abril de 1961 se resolvió por unanimidad de la Comisión Estatal respectiva, declarar que la oferta presentada por la firma Industria Nacional de Cemento, S.A. era, en todos los aspectos, la más conveniente a los intereses del país.

De ésta forma, el 29 de agosto de 1961 se firmó el contrato entre el Gobierno de la República y la Industria Nacional de Cemento, S.A. La Asamblea Legislativa lo ratificó el 14 de noviembre de 1961.

A.3.2 Descripción del departamento o sección en la que se realizó el proyecto

Gerencia - Ingeniería

El proyecto se realizará en la unidad coordinadora de proyectos eléctricos, en la cual está como encargado el Ing. Agustín Víquez Vega, y además como el asesor en la empresa de la práctica o proyecto de graduación a realizar. Como nota aclaratoria se debe mencionar que Holcim S.A trabaja por el método de procesos o células de trabajo. La célula en la cual se realiza el proyecto se llama molienda. Este departamento cuenta con un total de 20 personas, de las cuales 4 son ingenieros. La principal actividad es la molienda de diferentes materiales, teniendo como base el denominado clinker. Dependiendo de los materiales involucrados en la molienda, así como de sus cantidades, se obtiene un producto específico de la variedad de cementos que elabora Holcim S.A..A continuación se presenta el organigrama de la empresa, donde se establece en forma gráfica, donde se realizó el proyecto para la excitadora estática en el control de corriente de CD para el molino A.4.2.1..

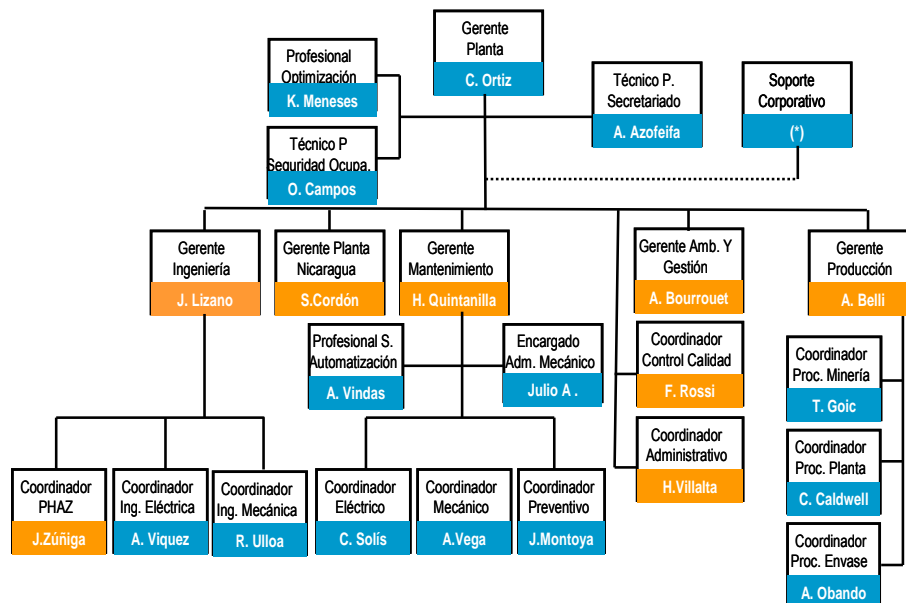


Figura A.4.2.1 : Organigrama de la empresa Holcim S.A- Costa Rica

A.4 Artículo traducido sobre “ la técnica de inyección de armónicos convertidores CD-CD elevadores y reductores en modo de conducción discontinua DCM”

Una Nueva Técnica con Propulsión de Voltaje de Entrada de Inyección de armónicos con Control de Ganancia no Lineal para Interruptor Monofásico, Trifásicos, DCM, Rectificadores Elevadores

Resumen : Una Nueva Técnica con Propulsión de Voltaje de Entrada de Inyección de armónicos con Control de Ganancia no Lineal para Interruptor Monofásico, Trifásicos, DCM, Rectificadores Elevadores es introducida. Con esta técnica, la rectificación con una baja distorsión armónica total (**THD**, de total harmonic distortion), que toma en cuenta los requerimientos de la norma IEC555-2 puede ser lograda. Es decir, el rectificador realiza un excelente transitorio, la cual reduce dramáticamente más allá de la salida de voltaje del rectificador mediante el ajuste de la línea de tensión del transitorio. Por otra parte, por la adición de un circuito de control de ganancia no lineal, la ganancia en dc del DCM (discontinuous-conduction-mode) del rectificador elevador en carga liviana es adecuadamente reducida por lo que la estabilidad del rectificador a una carga suave es lograda. La realización de la técnica de inyección propuesta fue verificada sobre un rectificador prototipo a 6 KW.

I INTRODUCCION

Trifásicos, interruptores monofásicos, Modo de Conducción Discontinua (DCM), modulación de ancho de pulso (PWM) rectificadores elevadores son comúnmente usados en aplicaciones para trifásicos, alto factor de potencia (HPF) desde su forma de onda de voltaje de entrada automáticamente sigue la forma de onda del voltaje de entrada.

Es decir, ellas pueden extremadamente lograrse con eficiencias altas porque las pérdidas por la relación de recuperación inversa de un diodo elevador son eliminadas. (Ver 1 y 2)

Sin embargo, un rectificador elevador con PWM en DCM es implementado con la convencional frecuencia constante, bajo ancho de banda y control realimentado de voltaje de salida, las cuales guardan un ciclo de tarea del interruptor constante durante un periodo de línea rectificadora, la salida de corriente del rectificador exhibe una quinta armónica relativamente grande. Como resultado los niveles de potencia sobre los 5 KW, se designa e impone una fuerte quinta armónica realizada, y el costo por precio una vez que se conoce la corriente armónica de los niveles máximos permitidos definidos por el documento IEC555-2. (Ver 3) Recientemente un método robusto de inyección de armónicos para sistemas trifásicos en rectificadores elevadores en DCM han sido introducidos. (Ver 4 y 5). Este método reduce la quinta armónica de la corriente de entrada por lo que el nivel de potencia al cual la corriente armónica de entrada todavía contenida visto por el estándar IEC555-2 es extendido.

Desde el ancho de banda del lazo de control realimentado del rectificador elevador usado en aplicaciones de alto factor de potencia es muy bajo para lograr un THD bajo, la respuesta del transitorio del control de la línea y los cambios de carga es muy lento, causando altas desviaciones del transitorio del voltaje de salida respecto al valor del estado. Debido a más allá del voltaje de salida durante la transición de ajuste, los componentes semiconductores de la etapa de potencia con una evaluación más alta de voltaje son usualmente requeridos para mantener el margen de diseño necesario entre el estrés de los componentes y su rango de tensión. Inevitablemente es más alta la velocidad de voltaje de los componentes semiconductores y son más caros y usualmente más pérdidas que sus contrapartes u homólogos a velocidades de voltaje más bajas.

Al reducir el transitorio más allá del voltaje de salida, causado por un cambio en el voltaje de entrada, es necesario hacer que el ciclo del controlador responda instantáneamente a los cambios en el voltaje de entrada, esto puede ser consumado por la técnica de control de propulsión descrita en (ver 6 y 7). En esta técnica, en vez de fijar una inclinación en una rampa diente de sierra, la rampa de sierra de quien es proporcional al voltaje de entrada es usada a la salida del modulador PWM, para lograr una respuesta instantánea del controlador a los cambios en la línea de voltaje.

Generalmente, la ganancia del rectificador elevador con DCM es inversamente proporcional al ciclo debido al rectificador. Como resultado al lazo de retroalimentación del voltaje de salida del rectificador puede ser inestable en cargas livianas porque la ganancia se incrementa. (Ver 8). Para lograr una estabilidad de lazo en cargas suaves o incluso sin carga, los efectos del incremento de la ganancia en dc en la etapa de potencia sobre el lazo de control de ganancia debe de ser compensado. Esta compensación de lazo de ganancia puede ser lograda al emplear un circuito de control de ganancia no lineal. (Ver 8)

En esta documentación "una nueva técnica de inyección de armónicas con el control de propulsión es introducida". Por esta técnica una baja THD de la corriente del rectificador puede ser lograda con una excelente actuación del transitorio que reduce dramáticamente más allá del voltaje de salida del rectificador durante el ajuste del transitorio de la línea de voltaje. Por otra parte, por la adición de un circuito de control de ganancia no lineal, la ganancia en dc del DCM (discontinuous-conduction-mode) del rectificador elevador en carga liviana es adecuadamente reducida por lo que la estabilidad del rectificador a una carga suave es lograda. La realización de la técnica de inyección propuesta fue verificada sobre un rectificador prototipo a 6 KW.

La eficiencia moderada a una carga completa del convertidor experimental en una línea nominal de 380 V $(L-L, rms)$ fue alrededor del 97 %. En adición, el rectificador cumple con la norma IEC555-2 sobre los límites de los armónicos en todo el rango de la línea de voltaje desde 304 $(L-L, rms)$ a 456 $(L-L, rms)$.

II Un vistazo previo del método de inyección de armónicos para interruptores monofásicos, trifásicos, rectificadores elevadores DCM

Cumpliendo con las especificaciones de la norma IEC555-2 en los niveles de potencia sobre los 5 KW, los trifásicos, frecuencia constante, duración de ciclo constante, rectificadores elevadores DCM necesitan ser diseñados cada uno, con la ración de conversión más alta $M = V_o / (\sqrt{3}V_M)$ por ejemplo, la salida de voltaje más alta V_o comparada con el pico de entrada del voltaje de fase del neutro o con un control del cual emplea una técnica de inyección de armónicos.

Generalmente para el dato de una línea de voltaje, requiere una M más grande, un interruptor elevador con una ración de voltaje más alta, a causa de un incremento en el estrés del voltaje. Por otro lado, el acercarle la inyección de armónicos no incrementa el acentamiento del voltaje del interruptor elevador y requiere de unos pocos componentes adicionales para su implementación, ver figura 01., la cual muestra el diagrama robusto de bloques con una simple inyección de armónicos introducida.(ver 5). En esta técnica una señal de voltaje la cual es proporcional a la componente inversa en ac rectificada, trifásica, con voltaje de entrada línea a línea es inyectado dentro del lazo de realimentación del voltaje de salida. La señal inyectada varía la duración de ciclo del rectificador de una línea de ciclo, una vez que reduce la quinta armónica y mejora el THD del rectificador de las corrientes de entrada.

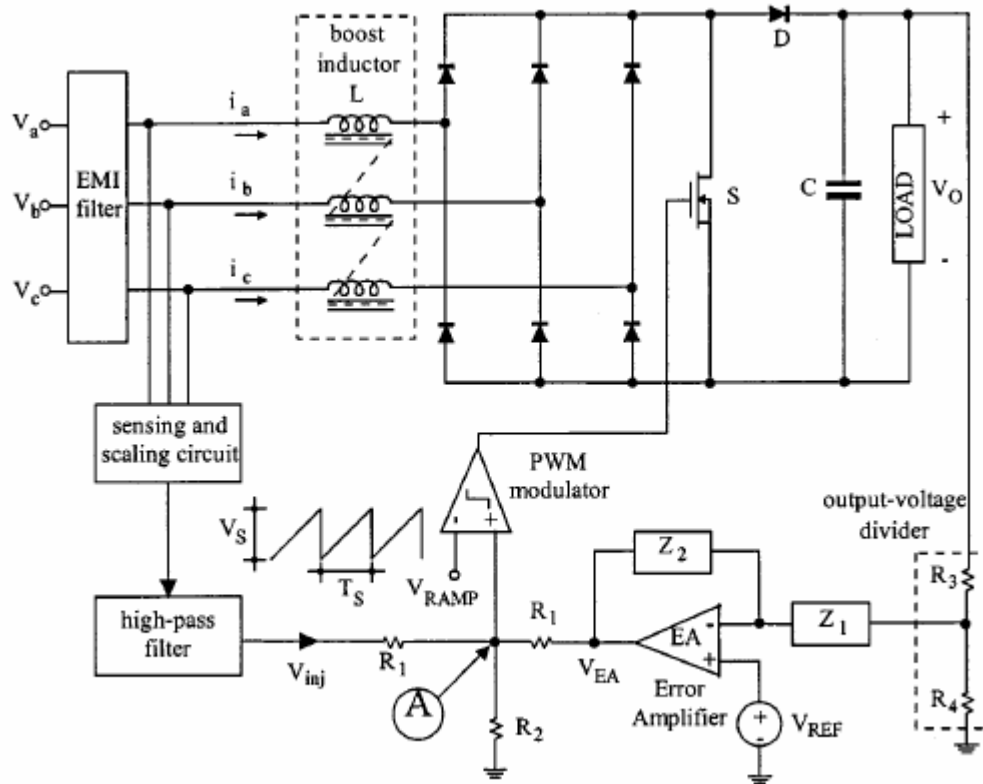


Figura 01 Rectificador reductor DCM convencional monofásico, trifásico con una técnica de inyección de armónicas

Varios circuitos implementados de ésta técnica de inyección fueron descritas en (ver 5). La implementación más simple del circuito de técnica de inyección de armónicas y su clave en la forma de onda son mostradas en la figura 2, la línea de voltaje trifásico es la primera rectificadas por un puente rectificador trifásico BR, y entonces atenuado por el voltaje de la resistencia del divisor de voltaje Ra-Rb. La línea de voltaje reducida desarrollada a través de Rb, Vd, es entonces invertida por un amplificador diferencial PO1 antes de que eso sea procesado por el filtro paso alto Cb-Rh remueven el componente de Vd y generan la señal inyectada Vinj. Finalmente, Vinj es inyectado en el circuito de la figura 01 y por el punto A agregan el resistor R1.

Para implementar un esquema de inyección de armónicos con un índice de modulación variable es necesario añadir un amplificador de ganancia variable en el circuito de inyección de armónicos de la figura 02 a). La implementación de la técnica de inyección de armónicos con un índice de modulación variable es descrito en la próxima sección.

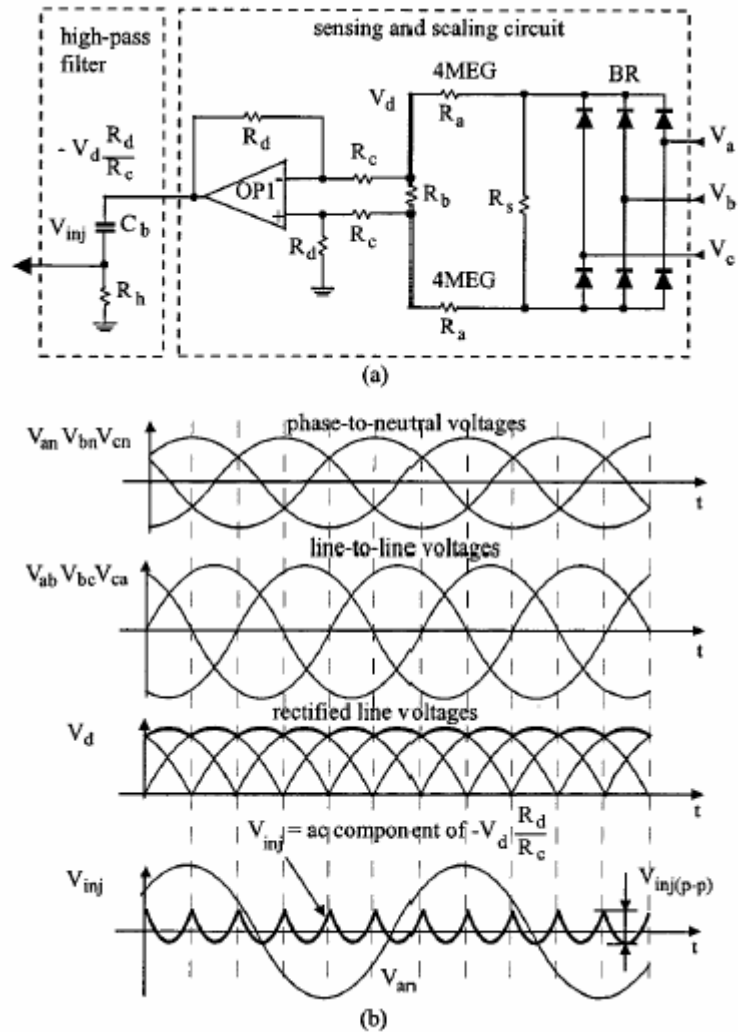


Figura 02 Circuito de inyección de armónicos a) diagrama de bloques, b) formas de ondas

Generalmente para lograr, un bajo THD, el ancho de banda de la salida de voltaje del lazo de retroalimentación del rectificador elevador usado en aplicaciones de alto factor de potencia es muy bajo. Específicamente eso es más pequeño que la línea de frecuencia. Como resultado de la respuesta del transitorio del control de la línea y cambios en la carga que es muy lenta, causado por las desviaciones de altos transitorios del voltaje de salida con respecto al valor del estado estable o permanente. Más adelante se explicarán los efectos de un bajo lazo de ancho de banda en la realización del convertidor, la figura 04 muestra el diagrama de bloques del control del voltaje de salida por realimentación. El controlador en la figura 04 consiste en un amplificador de error (EA), modulador PWM, rampa diente de sierra a frecuencia constante (V_{RAMP}), voltaje de referencia (V_{REF}), y un divisor de voltaje (R_3 - R_4). En la figura 4a, el divisor usado para reducir el voltaje de salida sensado V_o por lo que eso puede ser comparado al voltaje de referencia V_{REF} , en la entrada del amplificador de error. El voltaje en la salida del amplificador de error, el es proporcional al error (diferencial) entre la salida escalada de voltaje y el voltaje de referencia, y entonces comparado con el voltaje de rampa diente de sierra en la entrada del modulador, para generar una señal adecuada al ciclo de duración para manejar el interruptor. Debido a la realimentación negativa en el lazo de voltaje (T_v), el voltaje de salida del amplificador de error cambia de tal manera que que el ciclo de duración del convertidor es modulado, por lo que la salida de voltaje es mantenida constantemente. La compensación de impedancias Z_1 y Z_2 del amplificador de error en la figura 4 a), son usadas para proveer una apropiada ganancia, ancho de banda y compensación en frecuencia del lazo, por lo que el lazo es estable para toda condición de operación.

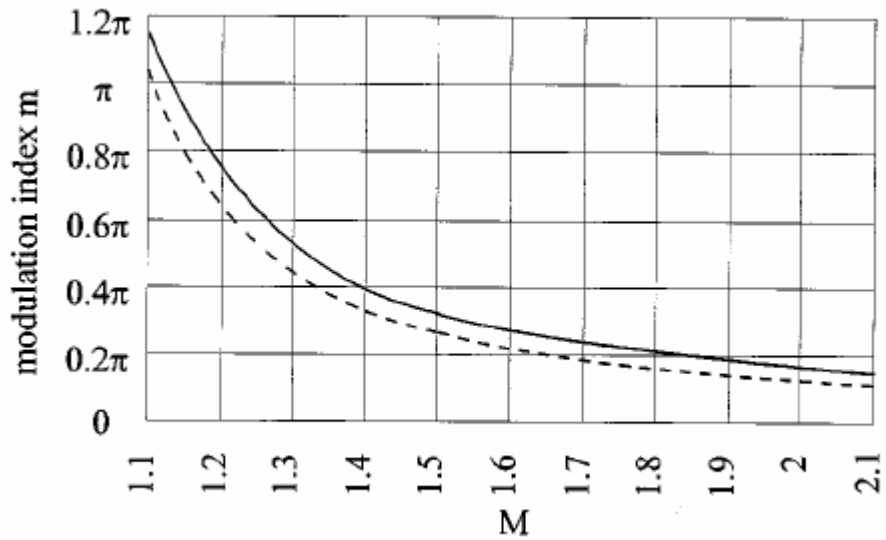


Figura 03 Índice de modulación óptimo m vrs conversión proporcional para el THD mínimo y el valor máximo de potencia de salida (línea a rayas) en los límites establecidos por IEC555-2

La proporción entre el valor pico a pico de la señal inyectada $V_{inj(p-p)}$ mostrada en la figura 2 b) y señal de control por realimentación (V_{EA}) voltaje de salida del amplificador de error mostrada en la figura 01 define el índice de modulación m como :

$$m = \frac{V_{inj(p-p)}}{V_{EA} \left(1 - \cos \frac{\pi}{6} \right)} \quad (1)$$

En un momento dado en la conversión de proporción de voltaje M , el índice m de modulación óptima, la cual produce el mínimo de THD debe de ser determinado. La figura 03, muestra los índices de modulación óptima para el mínimo THD (línea sólida) como una función de M . Para maximizar la potencia de entrada del rectificador en el cual las especificaciones de la norma IEC555-2 son conocidas, el índice de modulación m debe de ser determinado por lo que la porción de la séptima armónica y la quinta armónica es igual a la porción correspondiente de los límites de la norma IEC555-2.

Eso debe ser notado, que los efectos de las armónicas más altas, no son significativas en comparación con el orden de las armónicas de quinto y séptimo orden. Por otra parte, las armónicas de más alta frecuencia pueden ser fácilmente atenuadas por un filtro de entrada EMI (Electromagnetic Interference).

La figura 03, muestra los valores calculados del índice de modulación óptimo para la máxima potencia de entrada (línea rayada) en el cual los límites de la norma IEC555-2 son cumplidos como una función de M.

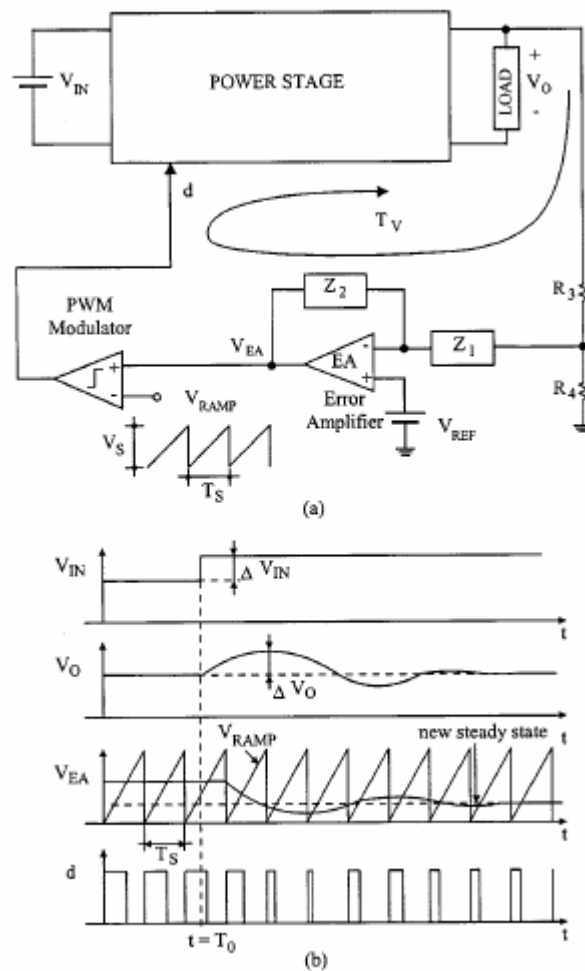


Figura 04 : Esquema de control convencional por realimentación de voltaje de salida : a) diagrama de bloques, b) formas de onda durante el ajuste del transitorio del voltaje de entrada.

En la figura 4b muestra la respuesta del transitorio de la formas de onda de un bajo ancho de banda en el control del voltaje de salida por realimentación para un transitorio positivo de línea de voltaje de salida., como puede verse en la figura 4b a un $t = T_o$, el voltaje de entrada V_{in} experimenta un cambio positivo. Sin embargo, porque el lazo de control es lento, el control de voltaje de error V_{EA} inicia cambiando en algún momento antes de $t = T_o$.

Ya que inmediatamente antes del cambio de voltaje la duración de ciclo se que sin cambio por algún momento, la salida de voltaje experimenta más allá un transitorio alto. Para reducir más allá el transitorio del voltaje de salida, causado por los cambios de voltaje de entrada, es necesario hacer la duración de ciclo de respuesta del controlador responda a cambios instantáneos en el voltaje de entrada.

Esto puede ser consumado por la técnica de control por realimentación quien en el diagrama de bloques de la figura 5a es mostrada. Ver (5 y 6). En esta técnica, en vez de una inclinación de arreglo de la rampa diente de sierra, una rampa quien inclina es proporcional al voltaje de entrada y es usado y es usado en la entrada del modulador PWM.

Como puede verse en la figura 5a, la rampa es generada por la integración de un voltaje proporcional al voltaje de entrada. El voltaje de entrada es sentido de primero y atenuado por el divisor de voltaje R1-R2 y entonces invertidos después de que es traído del voltaje de entrada del integrador. El integrador es reseteado en el comienzo de cada cambio de ciclo por una señal de reloj de frecuencia fija. Ya que en el control de propulsión de la figura 5a el ciclo de duración del interruptor es determinado por comparación del voltaje de salida del amplificador de error quien con la inclinación de rampa depende sobre el voltaje de entrada, algún cambio en el voltaje del mismo es inmediato (dentro de un ciclo de interrupción) y el cambio en la duración de ciclo.

Exactamente si el ancho de banda del lazo de voltaje es muy bajo (por ejemplo V_{EA} es constante para periodos cortos antes del cambio).

Como se muestra en la figura 5b antes de que el voltaje de entrada es incrementado en $t = T_0$, la inclinación de la rampa incrementa causando un decremento inmediato de la duración de ciclo una vez mantenido el voltaje de salida constante. Porque de esos cambios simultáneos en la duración de ciclo, más allá del voltaje de salida causado por un paso reducido en el voltaje de entrada. Eso debe de ser notado en la figura 5b, la salida de voltaje del amplificador de error, V_{EA} no cambia inmediatamente antes de que el voltaje de entrada cambie, porque ee bajo ancho de banda asumido al lazo del voltaje.

III UN NUEVO METODO POR PROPULSION DE INYECCION DE ARMONICAS PARA UN INTERRUPTOR MONOFASICO, TRIFASCIO, RECTIFICADOR ELEVADOR DCM

Por la combinación por el control de propulsión con la técnica de inyección de armónicas la realización de convertidores monofásicos, trifásicos DCM PWM puede ser optimizado porque eso cumple con las especificaciones de la norma IEC555-2 con una respuesta excelente del transitorio en los cambios de la línea de voltaje. La figura 6 muestrayra del diagrama de bloques de la implementación del control de propulsión propuesto con inyección de armónicas.

En la figura 7a muestra la implementación del integrador de propulsión, en vista de lo que muestra la figura 7b, las formas de onda del modulador en presencia de la modulación por propulsión.

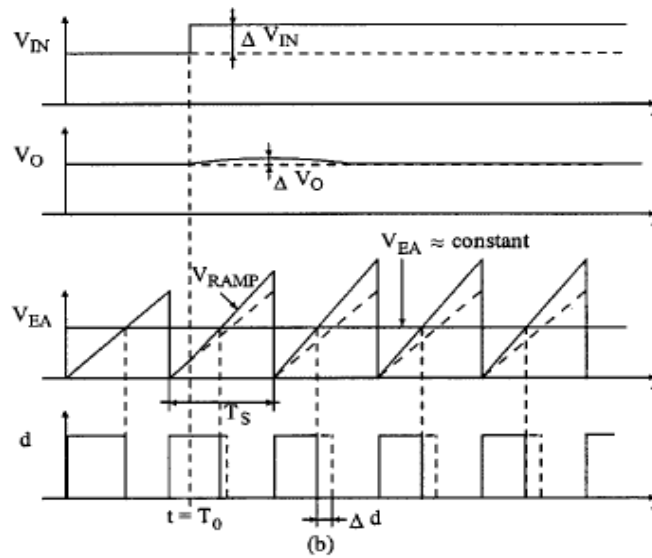
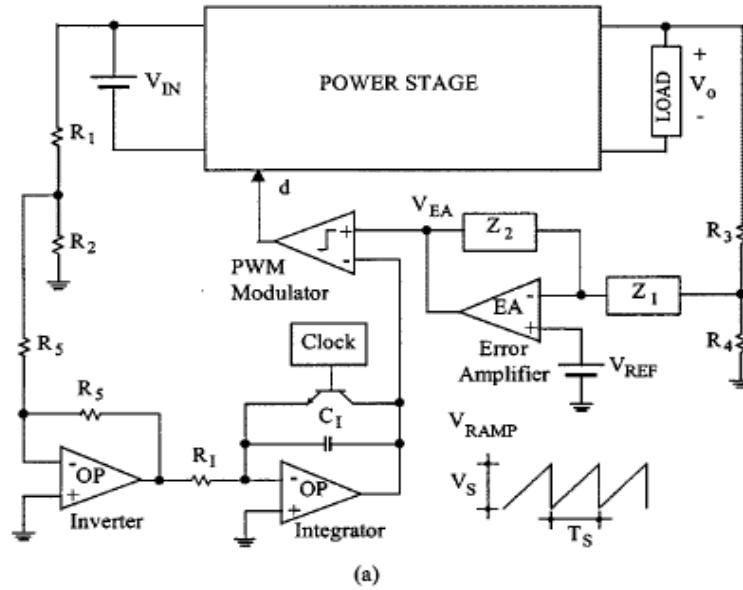


Figura 05 : Esquema de control convencional de propulsión del voltaje de entrada
a) diagrama de bloques; b) formas de onda durante un ajuste del transitorio del voltaje de entrada.

En el integrador de la figura 7a, el capacitor integrador C_{I1} , es cargado por corriente $I_S = V_S / R_{I1}$, durante un interruptor periódico y descarga por el pulso de reloj al final del interruptor periódico.

Debido a los cortos tiempos de descarga, las formas de onda de salida del integrador es un a rampa diente de sierra, V_{RAMP}^{FF} , como se muestra en la figura 7b, como el voltaje sentido V_s cambia la inclinación de rampa también cambia causando una modulación del elevador del ciclo de duración . Eso debe ser notado en la figura 7b con los cambios de voltaje V_s porque la componente de ac en la línea rectificada de voltaje. Si embargo debe de ser notado, quel propósito del la trayectoria de la propulsión es mejorado con la respuesta delñ transitorio con los cambio del circuito de la línea de voltaje y no tratarse como una trayectoria de inyección de armónicas.

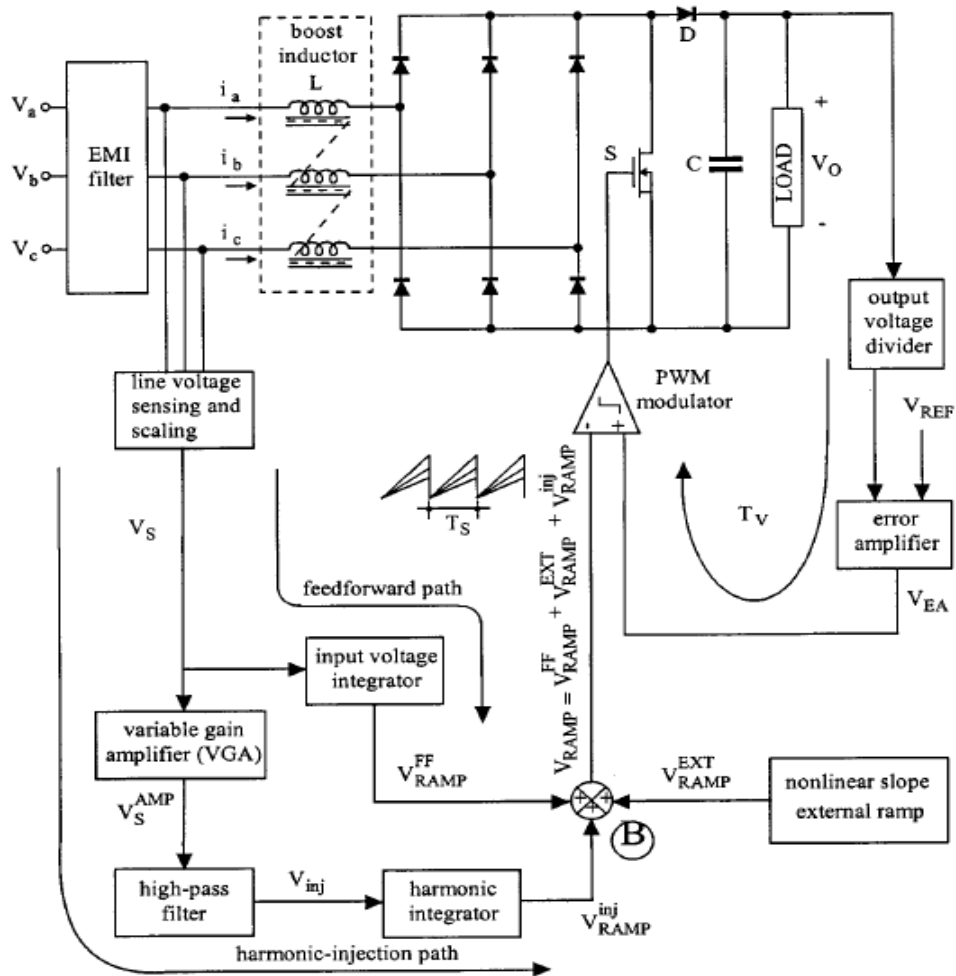


Figura 06 : Diagrama de bloques del control por propulsión del voltaje de entrada con inyección de armónicas para rectificador elevador DCM monofásico, trifásico.

En efecto con el integrador de propulsión de la figura 7a el índice de modulación de la señal inyectada no puede ser optimizada porque la ganancia del integrador diferencial son requeridas para la rampa de propulsión óptima de la señal de inyección de propulsión óptima. Para optimizar el índice de modulación m como una función de M , la componente de ac de sensado del voltaje de entrada V_s debe ser apropiadamente amplificado y añadido a la inclinación de la propulsión de la rampa de compensación del PWM, como se muestra de la figura 6.

En la implementación de la figura 6, la inyección de armónicos y la trayectoria de propulsión usada como una línea de voltaje común del circuito escalado. Es decir, (atenuado).

En la trayectoria de propulsión , la línea escalada de voltaje, la cual contiene ambas, una dc y una relativamente componente de ac pequeña a 360Hz, es integrada para generar una rampa con una línea de voltaje dependiente inclinada, V_{RAMP}^{FF} . La rampa es entonces añadida a una inclinación constante rampa constante de frecuencia externa en la entrada invertida (punto B de la figura 6) del modulador PWM.

Porque el voltaje sensado, y por lo tanto la rampa de propulsión contiene una componente proporcional en ac para rectificar la línea de voltaje, el control por propulsión intrínsecamente posee la apropiada inyección de armónicas, las cuales ayudan en la reducción de la quinta armónica de la línea de corriente. Sin embargo desde la optimización de la amplitud de la señal inyectada para la reducción de armónicos, y la optimización de la rampa de inclinación de propulsión para la reducción de los transitorios de la línea de voltaje requiere de la ganancia de un integrador diferencial y eso es necesario para separar la propulsión y las trayectorias de inyección de armónicos, como se muestra en la figura 6 para que ambas trayectorias sean independientemente optimizadas.

Como puede verse en la figura 6, en la trayectoria de inyección de armónicos, el sensado, el voltaje de línea escalado es primero amplificado por un amplificador de ganancia variable (VGA) y entonces la señal amplificada pasada a través de un filtro paso alto para remover su componente en cd. En la implementación de la figura 6, la componente ac generada en la salida del filtro paso alto es integrada para generar una rampa V_{RAMP}^{inj} con una inclinación proporcional a la señal inyectada. Finalmente V_{RAMP}^{inj} es en resumen una rampa externa V_{RAMP}^{EXT} y la rampa de propulsión V_{RAMP}^{FF} en la entrada invertida del modulador PWM (punto B de la figura 6).

El diagrama del circuito de la línea de voltaje sensada y del circuito escalador es dado en la figura 7a por cuanto su señal de salida $V_s = -V_d \times R_d / R_c$ la forma de onda es mostrada en la figura 7b. Eso debe de notarse que el circuito de sensado y escalado en la figura 7a la tierra de control de la entrada de voltaje de tierra del trifásico por un resistor de $R_a = 4M\Omega$. Como se muestra en la figura 7b, el voltaje de entrada sensado V_s posee la información acerca del voltaje de pico de entrada y a la componente de ac del voltaje de entrada del rectificador trifásico, al cual es la componente de inyección deseada. Desde la señal de inyección propuesta no contiene un filtro pasobanda, la señal inyectada la cual contiene la 6 ya y armónicas de mayor orden no soportan un retardo significativo. Como resultado de la señal inyectada de fase V_s es naturalmente bien sincronizada con las corrientes de entrada y los voltajes de línea a neutro. Por otra parte, esta sincronización de fase no vaga en tiempo y eso no es muy sensible a las componentes toleradas.

En la figura 8a se muestra el diagrama de bloques del amplificador de ganancia variable en el bloque de la figura 6 la cual es generada una aproximación de un índice de modulación óptimo de la señal inyectada. El VGA de la figura 8a es implementada con tres diodos Zener con diferentes voltajes de autoavería las cuales hacen de la ganancia del amplificador como voltaje sensado V_s incrementado mostrado en la figura 8b.

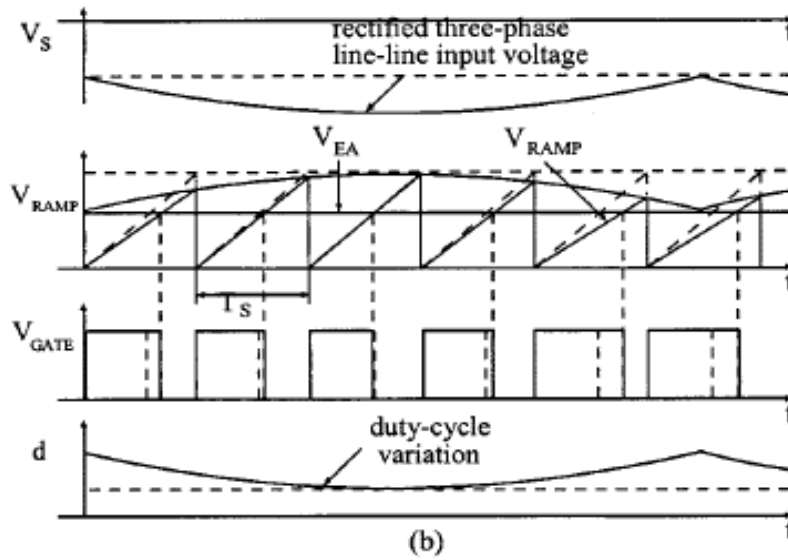
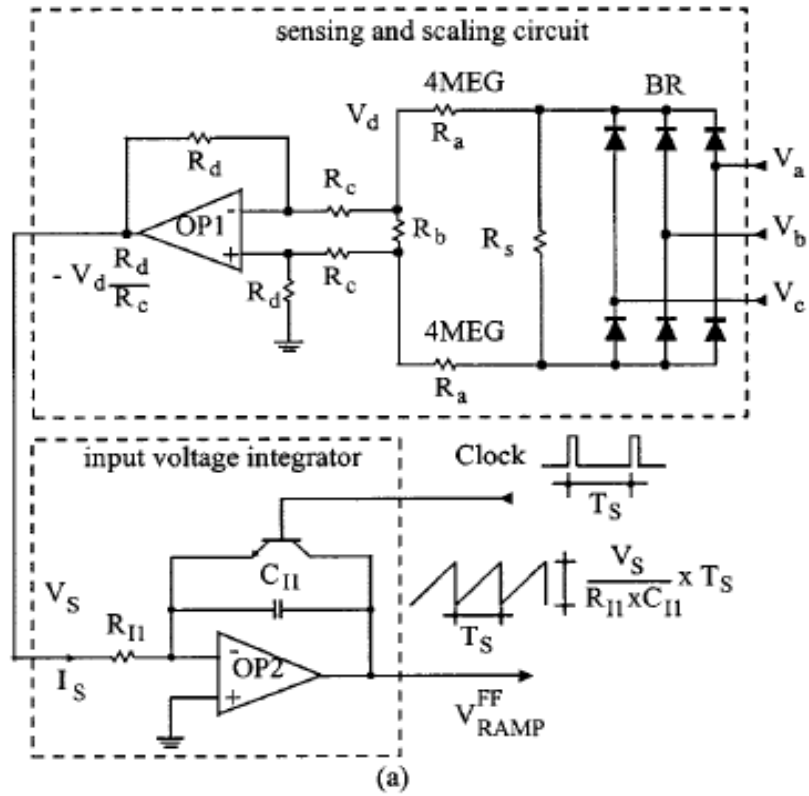


Figura 07 : Circuito integrador y línea de voltaje de entrada sentido a) diagrama de bloques b) formas de onda

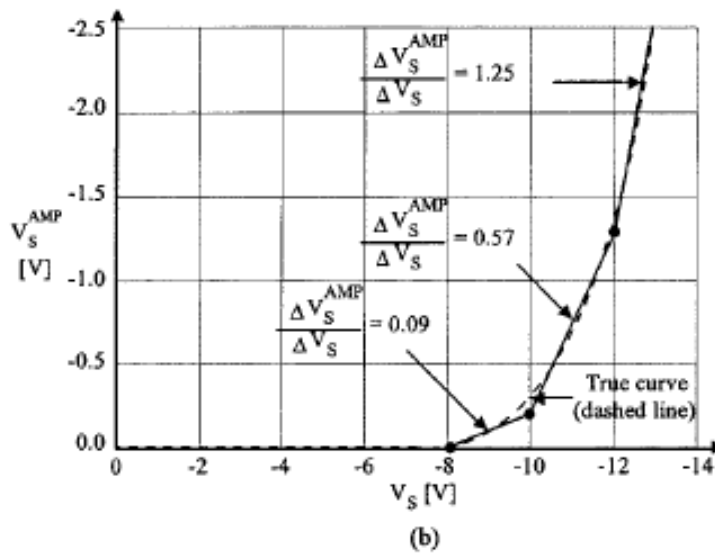
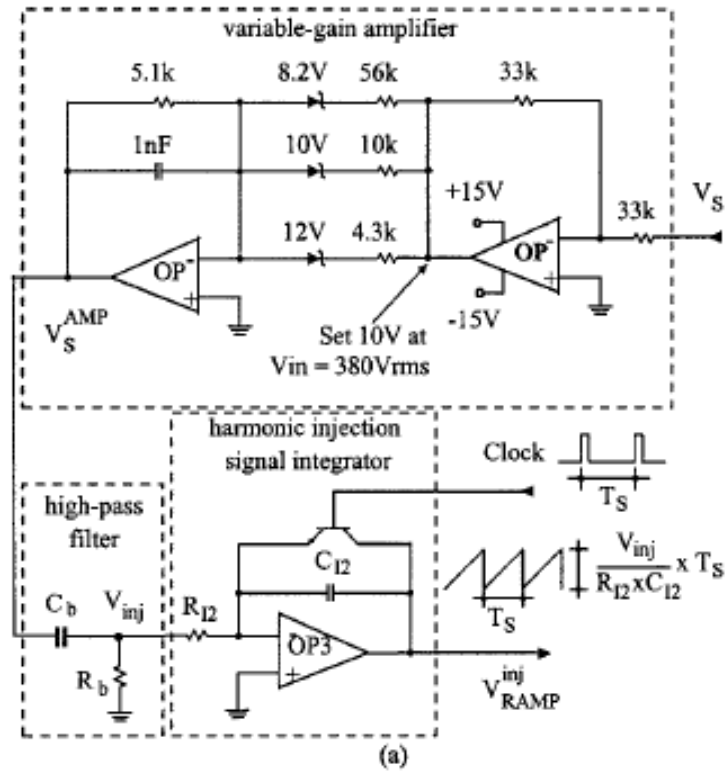


Figura 08 : Amplificador de ganancia variable, el filtro paso alto y la señal armónica integrada a) diagrama de bloques, b) voltaje de salida vs curva de voltaje de entrada de VGA.

El circuito VGA de la figura 8ª tiene cuatro regiones de operación diferentes. Cuando el voltaje de entrada es más bajo que 8.2 V lo cual es aproximadamente correspondiente a una línea de voltaje bajo de 304 V_(L-L,rms), la salida de voltaje del VGA V_S^{AMP} , es cercanamente cero. Cuando el voltaje sentido Vs es más alto que 8.2 V pero más bajo que 10 V, el cual corresponde al voltaje nominal de la línea de voltaje de 380 V_(L-L,rms), la ganancia de voltaje del circuito es aproximadamente 0.09 [el cual es la proporción de 5.1 KΩ y 56 KΩ en la figura 8b]. Similarmente cuando el voltaje cuando el voltaje es más alto que 10 V pero menor que 12 V, el cual corresponde a una línea de voltaje alta de 456 V_(L-L,rms), la ganancia de voltaje del circuito VGA es aproximadamente 0.57 (el cual es la proporción del resistor de 5.1 KΩ y la resistencia en paralelo de 10 KΩ y del resistor de 56 KΩ). Finalmente, cuando el voltaje sentido Vs, es más alto que 12 V, la ganancia del VGA es 1.25. Como se muestra en la figura 8b desde la transición de un Zener dentro de la región de avalancha, no es abrupta pero gradual, la curva de voltaje de entrada vs voltaje de salida del VGA no es una sección lineal acertada, pero es representada por la curva pequeña suave en la figura 8b.

En la figura 8a también muestra un diagrama esquemático del bloque filtro paso alto en la figura 6. El filtro paso alto consiste del bloqueo del capacitor C_b y el filtro resistor R_b . En el circuito de la figura 8a la componente cd del voltaje rectificad de cd V_S^{AMP} es eliminado por el capacitor de bloqueo. Desde la impedancia de bloqueo del capacitor C_b en la línea de frecuencia es mucho más pequeña que R_b , el voltaje a través de R_b es cercanamente idéntico a la componente de ac de V_S^{AMP} . Como resultado, la componente de ca escalada del voltaje rectificado trifásico L-L, el cual contiene la 6ta y más altas armónicas que pueden pasar a través sin cambiar una fase.

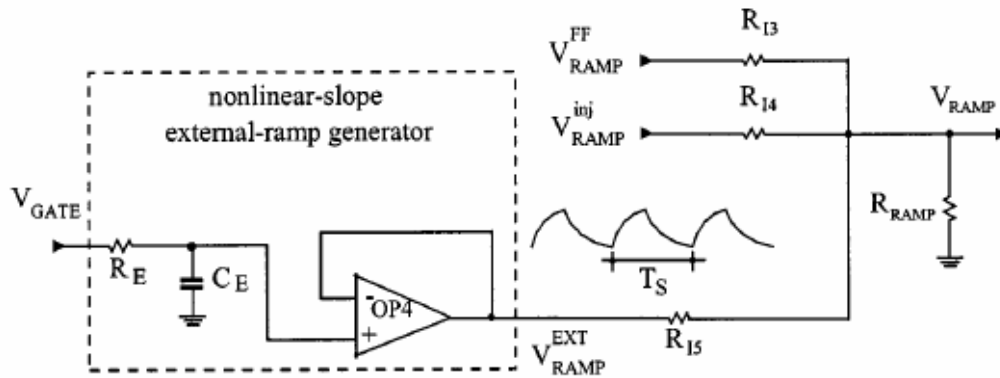


Figura 09 : Diagrama esquemático de una inclinación no lineal de un generador de rampa externa

Finalmente en la figura 9 se muestra se muestra la implementación de un generador de rampa externo no lineal. Como puede verse en la figura 9, la rampa externa V_{RAMP}^{EXT} es la forma de onda exponencial la cual tiene sobre un dv/dt no lineal un interruptor periódico. Como resultado de una carga liviana cuando la duración de ciclo del rectificador elevador DCM es muy pequeña, el dv/dt de la rampa externa V_{RAMP}^{EXT} es mucho más grande que a una carga completa. Desde la ganancia del rectificador es inversamente proporcional a la inclinación de la señal de rampa, la alta ganancia del rectificador elevador en una carga liviana es automáticamente compensada. En la figura 10 se muestra la ganancia de cd calculada sin el rectificador y con el control de ganancia no lineal como una función de salida de potencia. Como puede verse en la figura 10, con el control de ganancia no lineal de la ganancia dc es mucho más reducida a niveles de potencia más bajos.

IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Para veriificar la realización de la técnica de control por propulsión propuesta con inyección de armónicos, trifásicos, 6 KW, 45 KHz, rectificador elevador DCM para 304 Vrms – 456 Vrms L-L rango de voltaje de entrada y $V_o = 750_{DC}$ fue edificado.

El prototipo del rectificador elevador fue probado sin y con la técnica propuesta de propulsión de inyección de armónicas. En la figura 11 muestra los oscilogramas del voltaje de entrada y forma de onda de corrientes del circuito experimental con y sin control del control de inyección de armónicos a potencia completa. La medición de armónicos de corriente de entrada del rectificador experimental con y sin control de la técnica de inyección de armónicos a potencia completa y a voltajes de entrada diferentes son resumidos en la figura 12 y 13 respectivamente.

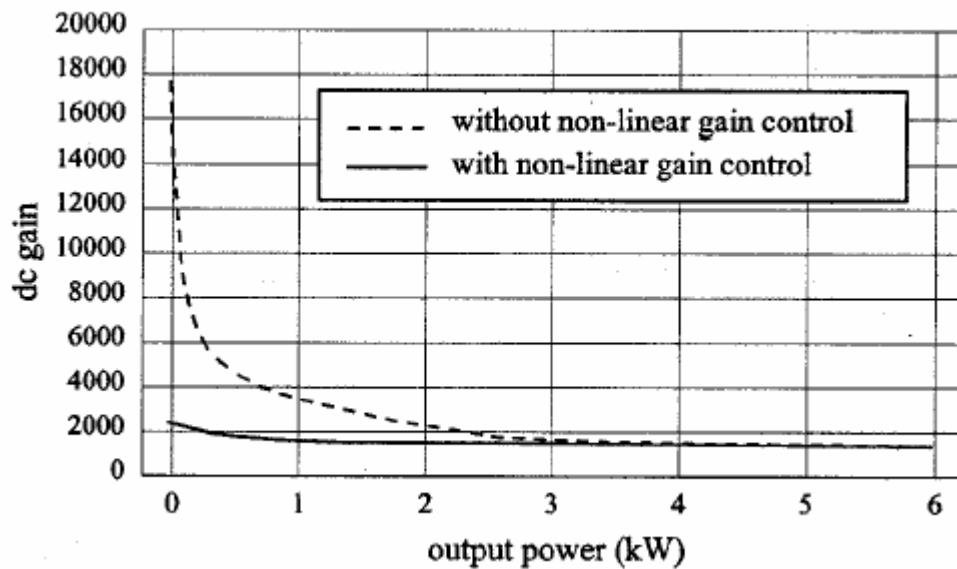


Figura 10 : Ganancia dc calculada sin rectificador elevador DCM (línea discontinua) y con rectificador (línea sólida) del control de ganancia no lineal.

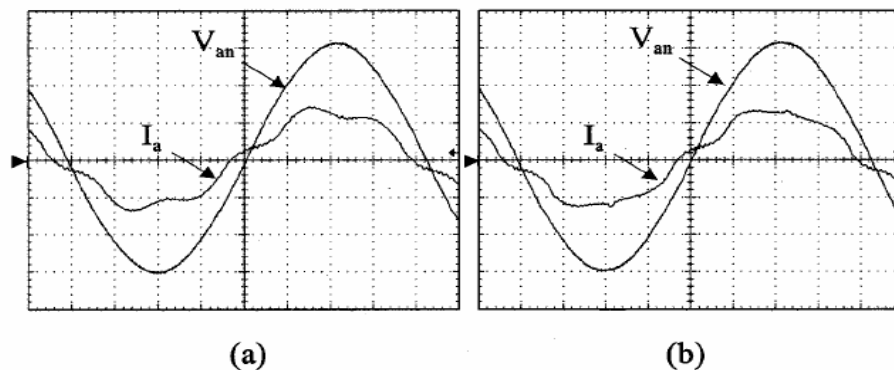


Figura 11 : Voltaje de entrada V_{an} (100 V/div) corriente de entrada I_a (10A/div) formas de ondas del rectificador experimental a) sin y b) con voltaje de entrada

del circuito de propulsión de inyección de armónicos en $V_{in(L-L,rms)} = 380V$, $V_{out} = 750V$, $P_{out} = 6KW$, base de tiempo : 2ms/div.

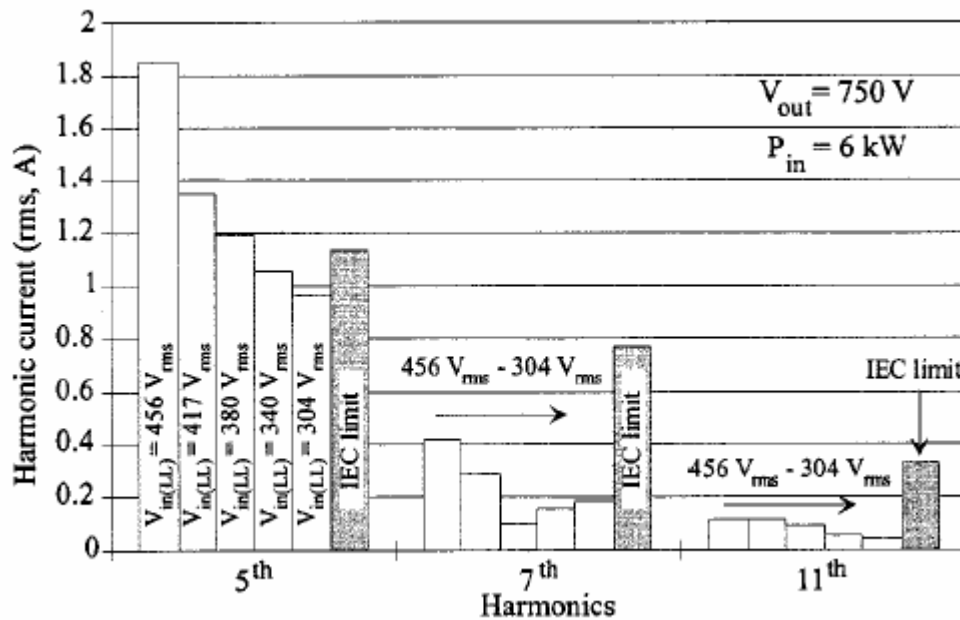


Figura 12 : Medición de la potencia completa de armónicos de corriente de entrada del rectificador elevador experimental DCM sin control de inyección de armónicos en diferentes voltajes de entrada.

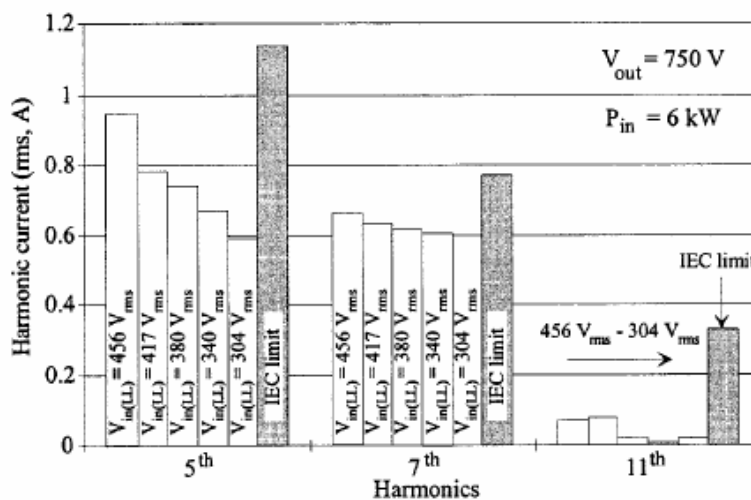


Figura 13 : Medición de la potencia completa de armónicos de corriente de entrada del rectificador elevador experimental DCM con control de inyección de armónicos en diferentes voltajes de entrada.

Como puede verse desde la figura 13, las magnitudes de las armónicas de quinto orden tan bien como las armónicas de mayor orden están también por debajo de los límites en el rango de voltaje de entrada, de acuerdo a la norma IEC555-2. El mínimo THD de 7.5 % ocurre en una línea baja, mientras que el máximo THD de un 14.7 % ocurre en la línea alta.

En la figura 14 el oscilograma de la respuesta de voltaje de entrada , durante la prueba del transitorio de la línea de voltaje. Para pruebas de respuestas de transitorios, los voltajes de entrada trifásicos fueron pasados desde 304 V rms a 456 V rms dentro de 0.2 ms y fue mantenido a 456 V rms para 400 ms después de que eso fuera pasado de nuevo a 304 V rms sin 0.2 ms en 6KW y 60W de potencias de niveles de salida. La figura 15 muestra la medida de la forma de onda del voltaje de salida y la entrada de voltaje de línea a neutro V_{an} del rectificador elevador DCM implementado con o sin el esquema de control por propulsión.

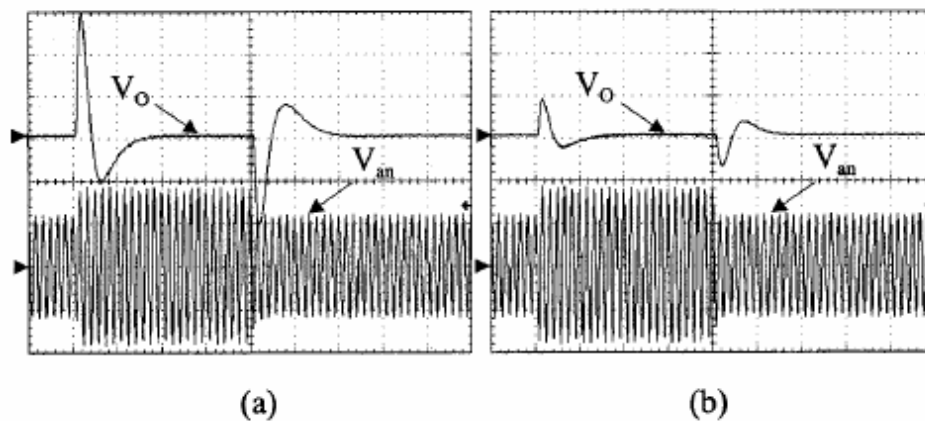


Figura 14 : Voltaje de entrada línea a neutro V_{an} (200V/div) y voltaje de salida V_{out} (50V/div) medidos del rectificador experimental a) sin y b) con el circuito de inyección de armónicas por propulsión del voltaje de entrada durante el transitorio del voltaje de entrada (304 V_{rms}-456 V_{rms}-304 V_{rms} en $V_o=750$ V y $P_o = 6$ KW.) Base de tiempo : 100 ms.

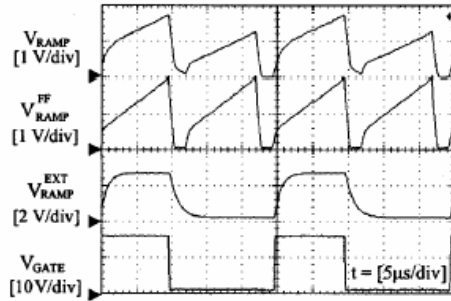


Figura 15 : Forma de onda medida por el controlador de propulsión del voltaje de entrada. Base de tiempo : $5\mu\text{s}/\text{div}$.

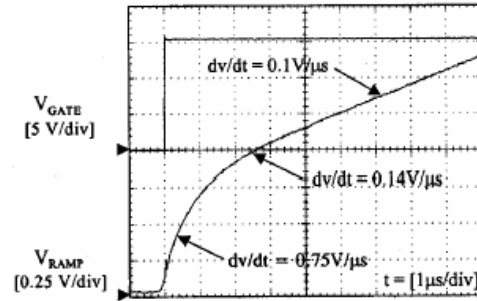


Figura 16 : Vista detallada clave de la forma de onda en la figura 15. Base de tiempo : $1\mu\text{s}/\text{div}$.

Como se muestra en la figura 16, el dv/dt de la señal de rampa V_{RAMP} , es cerca de $0.75 \text{ V}/\mu\text{s}$ cuando el pulso con la señal de compuerta es $0.38 \mu\text{s}$ para 60 W de la potencia de entrada. Desde el dv/dt de V_{RAMP} , es cerca de $0.1 \text{ V}/\mu\text{s}$ cuando el ancho de pulso de es aproximadamente $6\mu\text{s}$ para 6 KW de potencia de salida de la ganancia dc del amplificador rectificador a 60W y es sólo el 13.3% de la ganancia dc a carga completa. Por lo tanto la alta ganancia del rectificador elevador en carga liviana es automáticamente compensada por le circuito de control de ganancia no lineal.

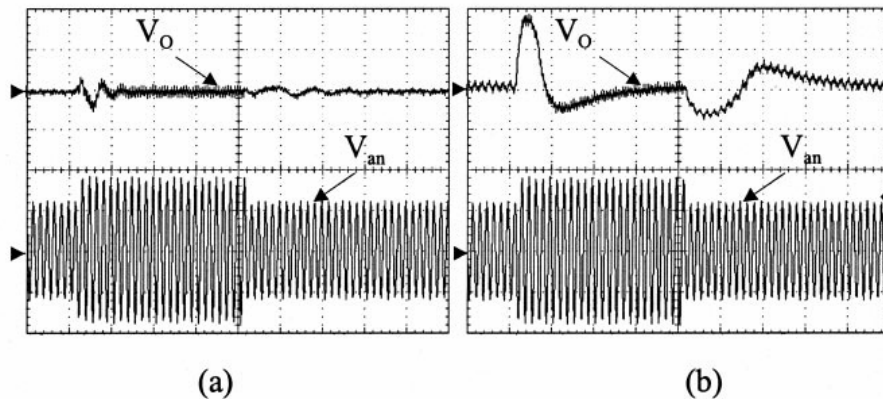


Figura 17 : Voltaje de entrada línea a neutro V_{an} ($200\text{V}/\text{div}$) y voltaje de salida V_{out} ($50\text{V}/\text{div}$) medidos del rectificador experimental a) sin y b) con el circuito de control de ganancia no lineal durante el transitorio del voltaje de entrada ($304 \text{ V}_{\text{rms}}-456 \text{ V}_{\text{rms}}-304 \text{ V}_{\text{rms}}$ en $V_o=750 \text{ V}$ y $P_o = 6\text{KW}$.) Base de tiempo : 100 ms .

Como puede verse en la figura 14, el voltaje de entrada de propulsión de la técnica de inyección de armónicos significativamente reduce más allá del voltaje de salida. Para el rectificador sin el control por propulsión más allá del voltaje de salida máximo es aproximadamente 150 V, por lo que más allá de la correspondencia es bajo de 50 V para la implementación de propulsión por control.

En la figura 15 las formas de onda claves del controlador. Eso debe de ser notado que la rampa externa V_{RAMP}^{EXT} es una forma de onda exponencial la cual tiene una no linealidad sobre dv/dt a un periodo de interrupción. En la figura 17 muestra la medición del transitorio de la forma de onda del voltaje de salida y el voltaje de entrada de línea a neutro V_{an} del rectificador con y sin del circuito de control de ganancia no lineal a una potencia de $P_o = 60W$. Desde la ganancia dc del rectificador elevador DCM a una carga liviana es extremadamente alta, el voltaje de salida exhibe una respuesta oscilatoria porque el margen de fase es pequeño en la figura 17a . Por la adición de un circuito de control de ganancia no lineal, que se muestra en la figura 9, el lazo dc del control de ganancia a una carga liviana es adaptativamente reducida por lo que la repuesta del voltaje de salida es mejorado debido a un incremento en el margen de la fase en figura 17b. El rectificador exhibe la eficiencia máxima del 98.1% en el voltaje de entrada máximo de 456 V_{rms} . La mínima eficiencia de 96.1 % ocurre a un voltaje de línea bajo de 304 V_{rms} .

V. CONCLUSION

Una nueva técnica de inyección de armónicos con el control de propulsión ha sido introducido. Con esta técnica a un bajo THD de la corriente del rectificador puede ser alcanzado con una excelente realización del transitorio el cual reduce la salida de voltaje del rectificador durante los aumentos del transitorio de la línea. La técnica de inyección propuesta fue verificada sobre uno rectificador elevador de prototipo de 6 kW. El rectificador encuentra los límites IEC555-2 armónicos en la gama de voltaje de línea entera con el máximo THD del 14.7 % que ocurre en la alta línea. La carga llena llega más allá del voltaje de salida para el paso de línea de 304 V_{rms} a 456 V_{rms} era debajo 50V.

Anexos

B.1 Fórmulas

$$V_a = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} v_o dt = \frac{t_1}{T} V_s = f t_1 V_s = k V_s \quad (1)$$

$$I_a = \frac{V_a}{R} = \frac{k V_s}{R} \quad (2)$$

$$V_o = \left(\frac{1}{T} \int_0^{kT} v_o^2 dt \right)^{1/2} = \sqrt{k} V_s \quad (3)$$

$$P_i = \frac{1}{T} \int_0^{kT} v_o i dt = \frac{1}{T} \int_0^{kT} \frac{v_o^2}{R} dt = k \frac{V_s^2}{R} \quad (4)$$

$$R_i = \frac{V_s}{I_a} = \frac{V_s}{k V_s / R} = \frac{R}{k} \quad (5)$$

$$V_o = \left(\frac{1}{T} \int_0^{kT} v_o^2 dt \right)^{1/2} = \sqrt{k} V_s \quad (3)$$

$$P_i = \frac{1}{T} \int_0^{kT} v_o i dt = \frac{1}{T} \int_0^{kT} \frac{v_o^2}{R} dt = k \frac{V_s^2}{R} \quad (4)$$

$$R_i = \frac{V_s}{I_a} = \frac{V_s}{k V_s / R} = \frac{R}{k} \quad (5)$$

$$a = \frac{1}{K} \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \quad (9)$$

$$P = 3R_f \frac{I^2}{3} = 1.5R_M I^2 \quad (10)$$

$$V_{cd} = \frac{2V_m}{\pi} = 0.6366V_m \quad (11)$$

$$V_m = V\sqrt{2} \quad (12)$$

$$R_M = \frac{V_{cd}}{I_{cd}} \Omega \quad (13)$$

$$R_f = \frac{R_M}{2} \Omega \quad (14)$$

$$Z_{EMI} = \frac{Rs + j\omega L_1}{(1 - \omega^2 C_1 L_1) + j\omega R_s C_1} \quad (15)$$

$$Z_b = RL // \frac{1}{j\omega C_o} + j\omega L_o + R_e \quad (16)$$

$$Z_{in} = -\frac{[R_L // (1/j\omega C_o) + j\omega L_o + R_e]}{D^2} \quad (17)$$

$$Z_{in} = -\frac{1}{D^2} \left(\left[\frac{R_L}{1 + (\omega R_L C_o)^2} + R_e \right] + j\omega \left[L_o - \frac{R_L^2 C_o}{1 + (\omega R_L C_o)^2} \right] \right) \quad (18)$$

$$Z_{in} = -\frac{(R_L + R_e)}{D^2} \quad (19)$$

$$Z_{in} = -\frac{R_e}{D^2} \quad (20)$$

$$Z_{in} = -\frac{j\omega L}{D^2} \quad (21)$$

$$H_L(s) = \frac{\pm 1}{D(s)} \quad (22)$$

$$H_n(s) = \frac{1}{(s+1)(s^2 + s+1)} \quad (23)$$

$$H_n(s) = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_c} + 1 \right) \left(\left(\frac{s}{\omega_c} \right)^2 + \frac{s}{\omega_c} + 1 \right)} \quad (24)$$

$$H_L(s) = \frac{k\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (25)$$

$$\mathbf{H}_L(\omega) = \frac{k\omega_0^2}{-\omega^2 + j\frac{\omega_0}{Q}\omega + \omega_0^2} \quad (26)$$

$$|\mathbf{H}_L(\omega)| = \frac{k\omega_0^2}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\omega \right)^2}}$$

$$(27)$$

$$| \mathbf{H}_L(\omega) | \cong \begin{cases} k & \omega \ll \omega_0 \\ 0 & \omega \gg \omega_0 \end{cases} \quad (28)$$

$$H(s) = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC}} \quad (29)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (30)$$

$$\frac{\omega_0}{Q} = \frac{R}{L} \quad (31)$$

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (32)$$

$$k\omega_0^2 = \frac{1}{LC} \quad (33)$$

$$H(s) = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC}} \quad (34)$$

$$Z_C = \frac{1}{j\omega C} \text{ donde } \omega = 2\pi f \quad (35)$$

$$Z_L = j\omega L \text{ donde } \omega = 2\pi f \quad (36)$$

$$v_{an} = V_m \text{sen}(\omega t) \text{ V} \quad (37)$$

$$v_{bn} = V_m \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \text{ V} \quad (38)$$

$$v_{cn} = V_m \text{sen}(\omega t - 240^\circ) \text{ V} \quad (39)$$

$$v_{ab} = \sqrt{3}V_m \text{sen}(\omega t + 30^\circ) \quad (40)$$

$$v_{bc} = \sqrt{3}V_m \text{sen}(\omega t - 90^\circ) \quad (41)$$

$$v_{ca} = \sqrt{3}V_m \text{sen}(\omega t - 210^\circ) \quad (42)$$

$$V_{cd} = \frac{2}{2\pi/6} \int_0^{\pi/6} \sqrt{3}V_m \cos \omega t d(\omega t) = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m = 1.654V_m \quad (43)$$

$$V_{rms} = 1.6554V_m \quad (44)$$

$$v_{ab} = \sqrt{2}V_{ab} \text{sen} \omega t \quad \text{para } \frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3} \quad (45)$$

$$N_s = \frac{120f}{P} \quad (46)$$

$$V_s = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_s(t) dt = DV_s \quad (47)$$

$$I_D = K_p (V_{GS} - V_{Th})^2 \quad (48)$$

$$K_p = \frac{\mu_a C_o}{2} \left(\frac{W}{L} \right) \quad (49)$$

$$C_{iss} = C_{gso} + C_{gd} \quad (50)$$

$$C_{dg} = \frac{\varepsilon_{si} C_{oxd}}{\sqrt{\frac{2\varepsilon_{si} \cdot V_{dg}}{qN_B} C_{oxd} + A_{dg} \varepsilon_{si}}} \quad (51)$$

$$A(f) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{A_0}{1 + jf / f_b} \quad (52)$$

$$V_0 = A_0 V_2 = \frac{A_0 V_i}{1 + R_1 C_1 s} \quad (53)$$

$$V_0 = \frac{A_0 V_1}{1 + j2\pi f C_1 R_1} = \frac{A_0 V_i}{1 + j(f / f_b)} \quad (54)$$

$$A(f) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{A_0}{1 + jf / f_b} \quad (55)$$

$$H(s) = \frac{s^2}{s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC}} \quad (57)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (58)$$

$$\frac{\omega_0}{Q} = \frac{R}{L} \quad (59)$$

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (60)$$

$$k\omega_0^2 = \frac{1}{LC} \quad (61)$$

$$F(s) = \int_{0^-}^{\infty} f(t)e^{-st} dt = L[f(t)] \quad (62)$$

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} F(s)e^{+st} ds \quad (63)$$

$$Y(S) = \frac{(Ms + b)y_0}{Ms^2 + bs + k} = \frac{p(s)}{q(s)} \quad (64)$$

$$Y(S) = \frac{(s + 2\xi\omega_n)(y_0)}{s^2 + s\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (65)$$

$$s_1, s_2 = -\xi\omega_n \pm \omega_n \sqrt{\xi^2 - 1} \quad (66)$$

$$u(t) - vr(t) = e(t) \quad (67)$$

$$va(t) = 10e(t) \quad (68)$$

$$vr(t) = 0.01y(t) \quad (69)$$

$$200va(t) - 10v(t) = \frac{dv(t)}{dt} \quad (70)$$

$$200v(t) - 25y(t) = \frac{dy(t)}{dt} \quad (71)$$

$$Y(S) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} R(S) \quad (72)$$

$$Y(S) = \frac{\omega_n^2}{s(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)} \quad (73)$$

$$Y(S) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} R(S) \quad (72)$$

$$Y(S) = \frac{\omega_n^2}{s(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)} \quad (73)$$

$$y(t) = 1 - \frac{1}{\beta} e^{-\xi\omega_n t} \text{sen}(\omega_n \beta t + \theta) \quad (74)$$

$$V_e(s) = V_r(s) - V_o(s) \quad (75)$$

$$\frac{V_o(s)}{V_e(s)} = \frac{k}{s(1+s)(1+0.2s)} \quad (76)$$

$$[s + 1.2s^2 + 0.2s^3]V_o(s) = KV_e(s) \quad (77)$$

$$0.2 \frac{d^3 v_o}{dt^3} + 1.2 \frac{d^2 v_o}{dt^2} + \frac{d v_o}{dt} = KV_e = K(v_r - v_o) \quad (78)$$

$$\frac{d^2 v_o}{dt^2} + 6 \frac{d^2 v_o}{dt^2} + 5 \frac{d v_o}{dt} = 5KV_e \quad (79)$$

$$\frac{d^3 v_o}{dt^3} = -6 \frac{d^2 v_o}{dt^2} - 5 \frac{d v_o}{dt} + 5KV_e \quad (80)$$

$$V_{ent_DC} I_{ent_DC} = \frac{V_o^2}{R} \quad (81)$$

$$\delta = \frac{I_m}{V_m} = \frac{\pi^2 V_o^2}{4RV_m^2} \quad (82)$$

$$\text{Orden} = \frac{f_{armónico}}{f_{fundamental}} \quad (83)$$

$$V_{OUT} = V_2 \left(\frac{(R_3 + R_1)R_4}{(R_4 + R_2)R_1} \right) - V_1 \left(\frac{R_3}{R_1} \right) \quad (84)$$

$$V_{OUT} = (V_2 - V_1) * G \quad (85)$$

$$G = \frac{R_1}{R_3} o \frac{R_2}{R_4} \quad (86)$$

$$x_1' = \frac{-1}{L} x_2 + \frac{k}{L} u_1 \quad (87)$$

$$x_2' = \frac{-1}{C} x_2 + \frac{1}{RC} x_2 \quad (88)$$

$$x_1' = \frac{-1}{L} x_2 + \frac{k}{L} u_1 \quad (87)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{-1}{C}x_2 + \frac{1}{RC}x_2 \quad (88)$$

$$u_1 = L\dot{x}_1 + x_2 \quad (89)$$

$$\dot{x}_1 = \frac{dx_1}{dt} \quad (90)$$

$$\dot{x}_2 = Cx_2 + \frac{x_2}{R} \quad (91)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{dx_2}{dt} \quad (92)$$

$$x_1 = -\frac{x_2}{L} + \frac{u_1}{L} \quad (93)$$

$$x_1 = -\frac{x_2}{L} + \frac{u_1}{L} \quad (93)$$

$$x_2 = \frac{x_1}{C} + \frac{-x_2}{RC} \quad (94)$$

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (95)$$

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (96)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -1/RC \end{bmatrix} \quad (97)$$

$$u = [u_1] \quad (98)$$

$$x = -A^{-1}Bu \quad (99)$$

$$sX(s) = AX(s) + BU(s) \quad (100)$$

$$X(s) = (sI - A)^{-1}BU(s) \quad (101)$$

$$\begin{bmatrix} X_1(s) \\ X_2(s) \end{bmatrix} = \frac{\begin{bmatrix} s + \frac{1}{RC} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ L \\ 0 \end{bmatrix} U(s)}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC}} \quad (102)$$

$$\frac{X_1(s)}{U_1(s)} = \frac{(1/L)(s + (1/RC))}{(s^2 + (s/RC) + (1/LC))} \quad (103)$$

$$\frac{X_2(s)}{U_1(s)} = \frac{1/LC}{(s^2 + (s/RC) + (1/LC))} \quad (104)$$

$$I_D = I_S (e^{V_D/nV_T} - 1) \quad (105)$$

$$V_T = \frac{KT}{q} \quad (106)$$

$$PF_i = \frac{I_{1(rms)}}{I_S} \cos \phi_1 = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\%THD}{100}\right)^2}} \cos \phi_1 \quad (107)$$

$$E = \frac{1}{2} C \cdot V^2 \quad (108)$$

$$a = \frac{1}{2} C \quad (109)$$

$$E = \frac{1}{2} L \cdot I^2 \quad (110)$$

$$b^* l(L1)^* l(L1) \quad (111)$$

$$b = \frac{1}{2} L \quad (112)$$

$$a = \frac{1}{K} \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \quad (113)$$

$$a = \frac{N_1}{N_2} \quad (114)$$

B.2 Hojas de información técnica de fabricantes

B.2.1 Para el IGBT MBN1200E17E

IGBT MODULE

Spec.No.IGBT-SP-06038 P1

MBN1200E17E

TARGET SPECIFICATION

Silicon N-channel IGBT 1700V E version

1. FEATURES

- * Soft switching behavior & low conduction loss: Soft low-injection punch-through with trench gate IGBT.
- * Low driving power: Low input capacitance advanced trench gate.
- * Low noise recovery: Ultra soft fast recovery diode.
- * High thermal fatigue durability:($\Delta T_c=70K$, $N>30,000$ cycles)
- *AlSiC base-plate/AlN substrate.

2. ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_c=25^\circ C$)

Item	Symbol	Unit	MBN1200E17E	
Collector Emitter Voltage	V_{CES}	V	1,700	
Gate Emitter Voltage	V_{GES}	V	± 20	
Collector Current	DC	I_C	1,200	
	1ms	I_{CP}	2,400	
Forward Current	DC	I_F	1,200	
	1ms	I_{FM}	2,400	
Total Power dissipation	P_{tot}	kW	5.5	
Junction Temperature	T_j	$^\circ C$	-40 ~ +125	
Storage Temperature	T_{stg}	$^\circ C$	-40 ~ +125	
Isolation Voltage	V_{ISO}	V_{RMS}	4,000 (AC 1 minute)	
Screw Torque	Terminals	(M4)	-	2 ⁽¹⁾
		(M8)	-	15 ⁽¹⁾
	Mounting	(M6)	-	5 ⁽²⁾

Notes: (1) Recommended Value $2.0^{+0.1}_{-0.2} / 15^{+0}_{-3} N \cdot m$
 (2) Recommended Value $5.0 \pm 1 N \cdot m$

MBN1200E17E**TARGET SPECIFICATION****3. ELECTRIC CHARACTERISTICS**

Item	Symbol	Unit	Min.	Typ.	Max.	Test Conditions
Collector Emitter Cut-Off Current	I_{CES}	mA	-	-	10	$V_{CE}=1.700V, V_{GE}=0V, T_j=25^{\circ}C$
Gate Emitter Leakage Current	I_{GES}	nA	-500	-	+500	$V_{CE}=1.700V, V_{GE}=0V, T_j=125^{\circ}C$
Collector Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	V	-	2.0	-	$I_C=1.200A, V_{GE}=15V, T_j=25^{\circ}C$
Gate Emitter Threshold Voltage	$V_{GE(TO)}$	V	5.0	6.5	8.0	$I_C=1.200A, V_{CE}=15V, T_j=125^{\circ}C$
Input Capacitance	C_{in}	nF	-	100	-	$V_{CE}=10V, V_{GE}=0V$
Reverse transfer Capacitance	C_{res}	nF	-	6	-	$f=100kHz, T_j=25^{\circ}C$
Output Capacitance	C_{oss}	nF	-	11	-	
Total Gate Charge	Q_G	μC	-	7	-	$V_{GE}=\pm 15V, V_{CC}=900V, I_C=1.200A$
Turn-on Gate Charge	$QG(on)$	μC	-	3.3	-	$V_{GE}=-15V \rightarrow 0V, V_{CC}=900V, I_C=1.200A$
Internal Gate Resistance (Tentative)	$R_{ge(int)}$	Ω	-	2.0	-	$V_{GE}=-15V \rightarrow 8V, V_{CC}=900V, I_C=1.200A$
Switching Times	Turn on delay Time	$t_{d(on)}$	-	0.9	1.8	$V_{CC}=900V, I_C=1.200A$ $L=100nH$ $R_G(on/off)=6.8/1.5\Omega^{(3)}$ $V_{GE}=\pm 15V, T_j=125^{\circ}C$
	Rise Time	t_r	-	1.1	2.2	
	Turn On Time	t_{on}	-	2.0	4.0	
	Turn off delay Time	$t_{d(off)}$	-	1.1	2.2	
	Fall Time	t_f	-	1.0	2.0	
	Turn Off Time	t_{off}	-	2.1	4.2	
Peak Forward Voltage Drop	V_{FM}	V	-	1.8	-	$I_C=1.200A, V_{GE}=0V, T_j=25^{\circ}C$
Reverse Recovery Time	t_r	μS	-	0.7	1.4	$I_C=1.200A, V_{GE}=0V, T_j=125^{\circ}C$
Turn On Loss	$E_{on(10\%)}$	J/P	-	0.28	0.42	$V_{CC}=900V, I_C=1.200A$ $L=100nH$
	$E_{on(FM)}$	J/P	-	0.36	(0.54)	
Turn Off Loss	$E_{off(10\%)}$	J/P	-	0.8	1.2	$R_G(on/off)=6.8/1.5\Omega^{(3)}$ $V_{GE}=\pm 15V, T_j=125^{\circ}C$
	$E_{off(FM)}$	J/P	-	0.9	(1.35)	
Reverse Recovery Loss	$E_{rr(10\%)}$	J/P	-	0.4	0.6	$V_{GE}=\pm 15V, T_j=125^{\circ}C$
	$E_{rr(FM)}$	J/P	-	0.5	(0.75)	
Reverse Recovery Peak Current	I_{RRM}	A	-	1000	-	
RBSOA	I_C	A	2400	-	-	$V_{CC}=1100V, L=100nH, R_G(on/off)=6.8/1.5\Omega^{(3)}$
Recovery SOA	I_F	A	2400	-	-	$V_{GE}=\pm 15V, T_j=125^{\circ}C$
I ² t value	I^2t	kA^2s	-	450	-	$T_{start}=125^{\circ}C, 10ms, V_{FE}=0V$
Partial Discharge Extinction Voltage	V_{EDoff}	V_{RMS}	1.3	-	-	$Q=10pC, 50Hz$

Notes : (3) R_G value is the test condition's value for evaluation of the switching times, not recommended value.

Please, determine the suitable R_G value after the measurement of switching waveforms (overshoot voltage, etc.) with appliance mounted.

4. THERMAL CHARACTERISTICS

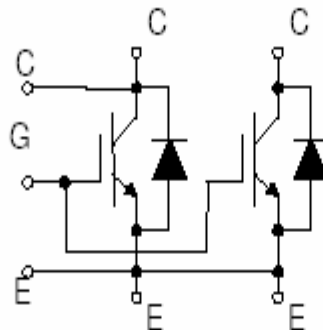
Item	Symbol	Unit	Min.	Typ.	Max.	Test Conditions	
Thermal Resistance	IGBT	$R_{th(j-c)}$	K/W	-	-	0.018	Junction to case
	FWD	$R_{th(j-c)}$	K/W	-	-	0.023	
Contact Thermal Impedance	$R_{th(c-f)}$	K/W	-	0.008	-	Case to fin. Thermal grease applied. Thickness 100 μm , Thermal conductivity of grease: 1W/mK	

MBN1200E17E

TARGET SPECIFICATION

5. MODULE MECHANICAL CHARACTERISTICS

Item	Unit	Characteristics	Conditions	
Weight	g	900		
Creeping Distance	Between terminal	mm	49	
	Terminal-Base	mm	33	
Clearance Distance	Between terminal	mm	22	
	Terminal-Base	mm	25	
Stray inductance in module	LS (CM - EM)	nH	18	Collector-main to Emitter-main
	LS (ES - EM)	nH	5.7	Emitter-sense to Emitter-main
	LS (CM - CS)	nH	9.6	Collector-main to Collector sense
Terminal Resistance	$R_{Terminal}$	m Ω	0.14	Collector-main to Emitter-main
Comparative Tracking Index (CTI)			600	
Module base plate Material			Al-SiC	
Baseplate Thickness	mm		5	
Insulation Material			AlN	
Terminal Surface treatment			Ni plating	
Case Material			Poly-Phenylene Sulfide	
Fire and Smoke Category			I2 / F3	NFF 16-102

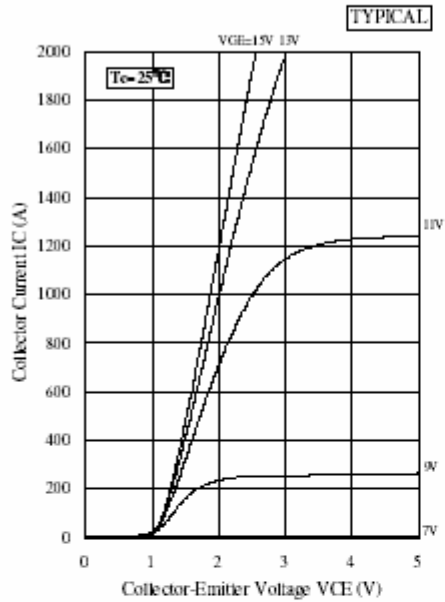
6. CIRCUIT DIAGRAM**CIRCUIT DIAGRAM**

MBN1200E17E

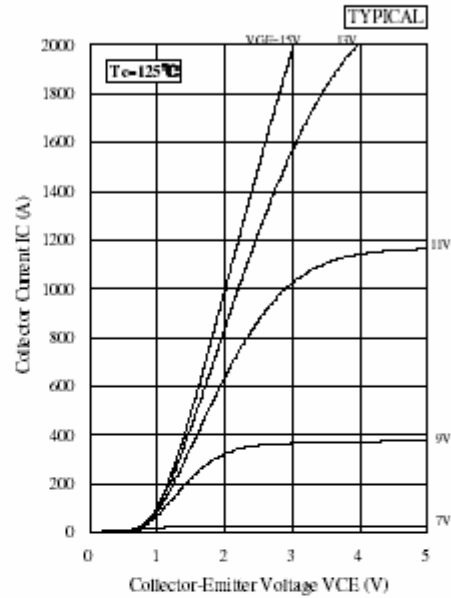
TARGET SPECIFICATION

7. CHARACTERISTICS CURVE

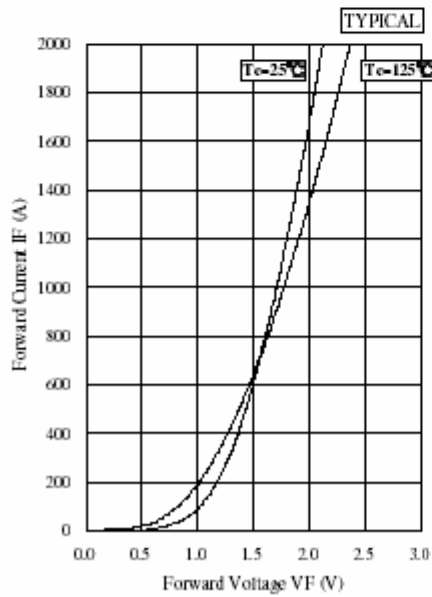
7.1 STATIC CHARACTERISTICS



Collector Current vs. Collector to Emitter Voltage



Collector Current vs. Collector to Emitter Voltage

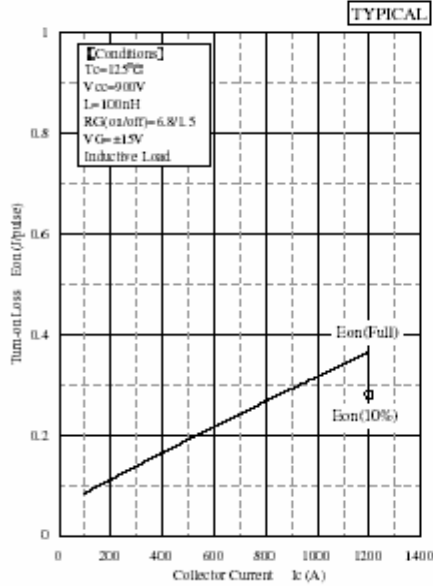


Forward Voltage of free-wheeling diode

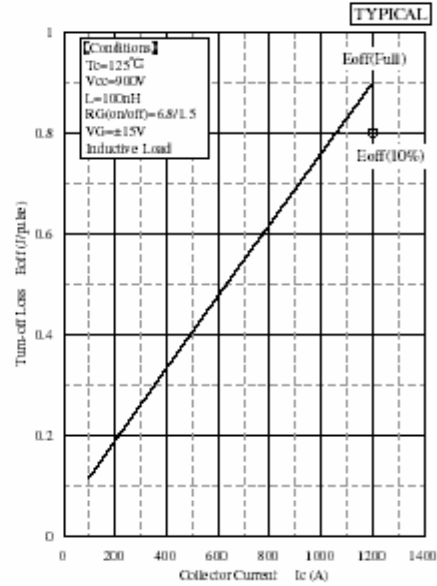
MBN1200E17E

TARGET SPECIFICATION

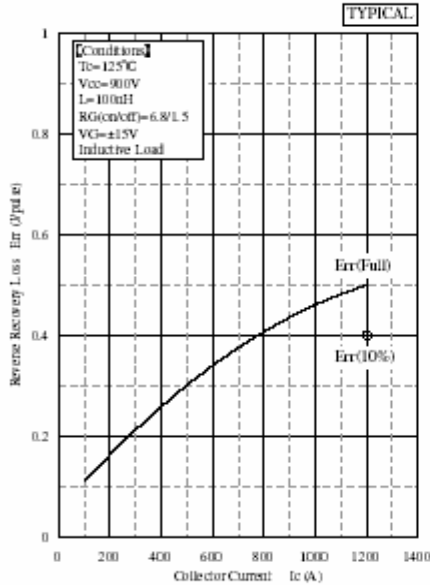
7.2.3 DEPENDENCE OF CURRENT



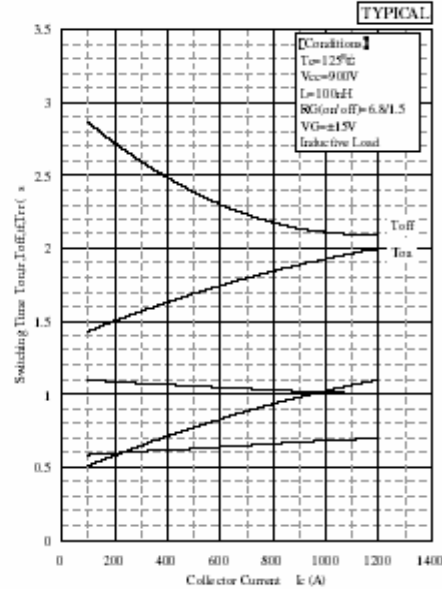
Turn-on Loss vs. Collector Current



Turn-off Loss vs. Collector Current



Reverse Recovery Loss vs. Collector Current



Switching Time vs. Collector Current

B.2.2 Para el MOSFET SK 260MB10

SK 260MB10



SEMİTOP® 3

Mosfet Module

SK 260MB10

Preliminary Data

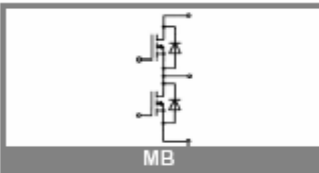
Features

- Compact design
- One screw mounting
- Heat transfer and isolation through direct copper bonded aluminium oxide ceramic (DCB)
- Trench technology
- Short internal connections and low inductance case

Typical Applications

- Low switched mode power supplies
- DC servo drives
- UPS

1) Maximum PCB temperature, at pins contact, 85°C

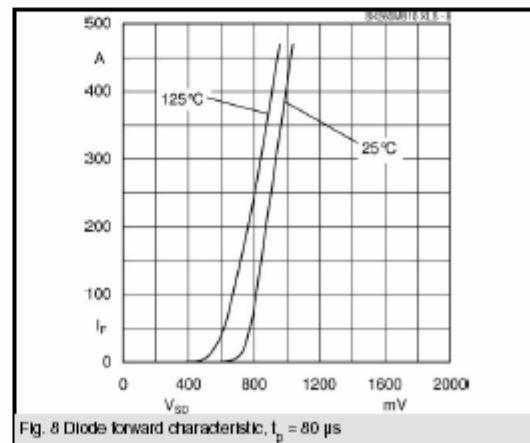
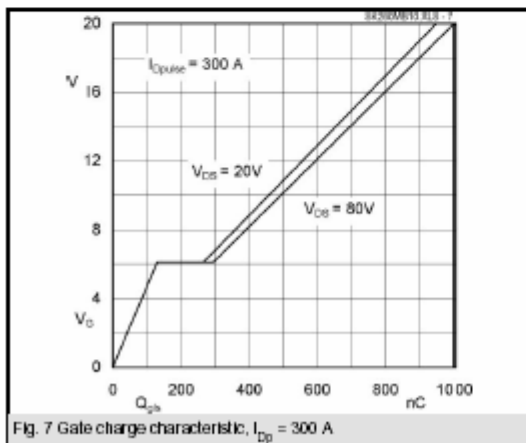
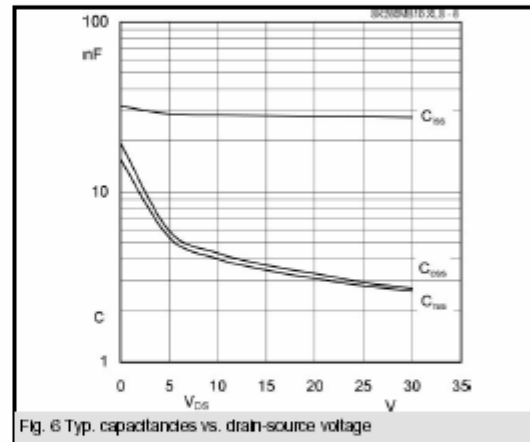
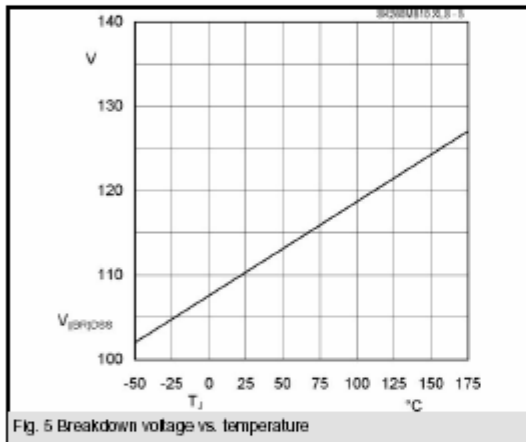
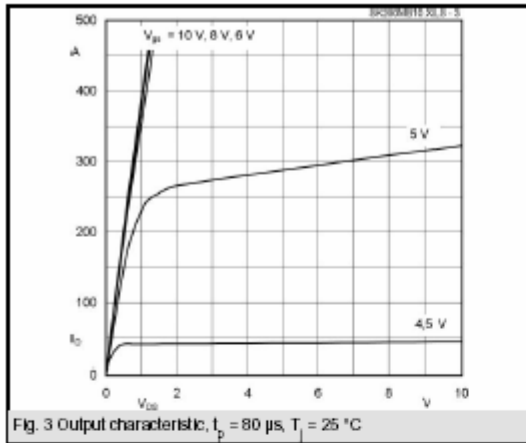


MB

Absolute Maximum Ratings		$T_s = 25\text{ }^\circ\text{C}$, unless otherwise specified	
Symbol	Conditions	Values	Units
MOSFET			
V_{DSS}		100	V
V_{GS}		± 20	V
I_D	$T_s = 25\text{ (80) }^\circ\text{C}; 1$	230 (180)	A
I_{DM}	$t_p < 1\text{ ms}; T_s = 25\text{ (80) }^\circ\text{C}; 1$	460 (360)	A
T_j		-40...+150	$^\circ\text{C}$
Inverse diode			
$I_F = -I_D$	$T_s = 25\text{ (80) }^\circ\text{C};$	230 (180)	A
$I_{FM} = -I_{DM}$	$t_p < 1\text{ ms}; T_s = 25\text{ (80) }^\circ\text{C};$	460 (360)	A
T_j		-40...+150	$^\circ\text{C}$
Freewheeling CAL diode			
$I_F = -I_D$	$T_s = \text{ }^\circ\text{C}$		A
T_j			$^\circ\text{C}$
T_{avg}		-40 ... +125	$^\circ\text{C}$
T_{sol}	Terminals, 10 s	260	$^\circ\text{C}$
V_{sol}	a.c. 50 Hz, RMS, 1 min (1s)	2500 / 3000	V

Characteristics		$T_s = 25\text{ }^\circ\text{C}$, unless otherwise specified			
Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Units
MOSFET					
$V_{I(BR)DSS}$	$V_{GS} = 0\text{ V}; I_D = 5,6\text{ mA}$	$\geq V_{DSS}$			V
$V_{GS(TH)}$	$V_{GS} = V_{DS}; I_D = 5,6\text{ mA}$	2,5	3,3		V
I_{DSS}	$V_{GS} = 0\text{ V}; V_{DS} = V_{DSS}; T_j = 25\text{ (125) }^\circ\text{C}$			100 (500)	μA
I_{DSS}	$V_{GS} = 20\text{ V}; V_{DS} = 0\text{ V}$			100	nA
$R_{DS(on)}$	$I_D = 300\text{ A}; V_{GS} = 10\text{ V}; T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$		2,5		m Ω
$R_{DS(on)}$	$I_D = 300\text{ A}; V_{GS} = 10\text{ V}; T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$		3,5	4,5	m Ω
C_{CHC}	per MOSFET				pF
C_{iss}	under following conditions:		27,6		nF
C_{oss}	$V_{GS} = 0\text{ V}; V_{DS} = 25\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$		2,9		nF
C_{riss}			2,8		nF
L_{DS}			2,2		nH
$t_{d(on)}$	under following conditions:		410		ns
t_r	$V_{DD} = 50\text{ V}; V_{GS} = 10\text{ V};$ $I_D = 300\text{ A}$		450		ns
$t_{d(off)}$	$R_{GS} = 25\text{ }\Omega$		1490		ns
t_f			430		ns
$R_{\text{th(j-c)}}$	per MOSFET (per module)			0,45 (0,23)	K/W
Inverse diode					
V_{SD}	$I_F = 300\text{ A}; V_{GS} = 0\text{ V}; T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$		0,76		V
$I_{F(IRM)}$	under following conditions:		32		A
Q_{rr}	$I_F = 300\text{ A}; T_{vj} = 125\text{ }^\circ\text{C}; R_{GS} = 8,2\text{ }\Omega$		3		μC
t_{rr}	$V_R = 50\text{ A}; di/dt = 900\text{ A}/\mu\text{s}$				ns
Free-wheeling diode					
V_F	$I_F = \text{A}; V_{GS} = \text{V}$				V
$I_{F(IRM)}$	under following conditions:				A
Q_{rr}	$I_F = \text{A}; T_{vj} = \text{ }^\circ\text{C}$				μC
t_{rr}	$V_r = \text{A}; di/dt = \text{A}/\mu\text{s}$				ns
Mechanical data					
M1	mounting torque		2,5		Nm
w			30		g
Case	SEMİTOP® 3		T 24		

SK 260MB10



B.2.3 Para el Diodo de potencia SKN 4000

SKN 4000



Disc Diode

Rectifier Diode

SKN 4000

Features

- Capsule type metal-ceramic package with precious metal pressure contacts
- Medium voltage, high current rectifier diode with slim package for lowest thermal resistance
- Low power dissipation
- Especially suited for water cooling
- Forward selections for paralleling available

Typical Applications

- Welding
- Electroplating

1) DSC - Double sided cooling
SSC - Single sided cooling



V_{RSM} V	V_{RRM} V	$I_{FRMS} = 6300$ A (maximum value for continuous operation) $I_{FAV} = 4000$ A (sin. 180; $T_c = 50$ °C)	
200	200	SKN 4000/02	
400	400	SKN 4000/04	
600	600	SKN 4000/06	

Symbol	Conditions	Values	Units
I_{FAV}	sin. 180; DSC ¹⁾ ; $T_c = 85$ (100) °C	3200 (2740)	A
I_{FSM}	$T_{vj} = 25$ °C; 10 ms $T_{vj} = 180$ °C; 10 ms	60000 50000	A
i^2t	$T_{vj} = 25$ °C; 8,3 ... 10 ms $T_{vj} = 180$ °C; 8,3 ... 10 ms	18000000 12500000	A ² s A ² s
V_F	$T_{vj} = 25$ °C; $I_F = 14000$ A	max. 1,3	V
$V_{(TO)}$	$T_{vj} = 180$ °C	max. 0,7	V
r_T	$T_{vj} = 180$ °C	max. 0,04	mΩ
I_{RD}	$T_{vj} = 180$ °C; $V_{RD} = V_{RRM}$	max. 100	mA
$R_{th(j-c)}$	DSC / SSC ¹⁾	0,03 / 0,06	K/W
$R_{th(c-s)}$	DSC / SSC ¹⁾	0,005 / 0,01	K/W
T_{vj}		- 40 ... + 180	°C
T_{stg}		- 40 ... + 150	°C
V_{sol}		-	V-
F	mounting force	24 ... 30	kN
a			m/s ²
m	approx.	129	g
Case		E 35	

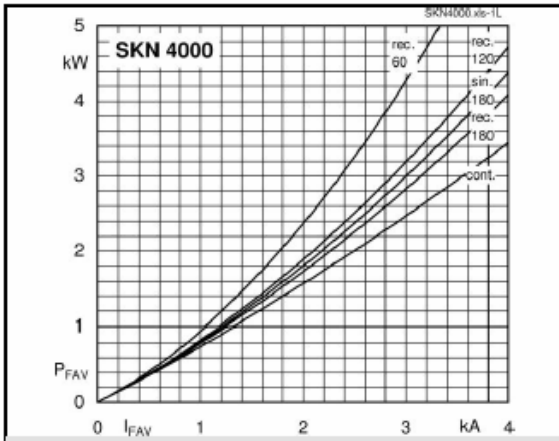


Fig. 1L Power dissipation vs. forward current

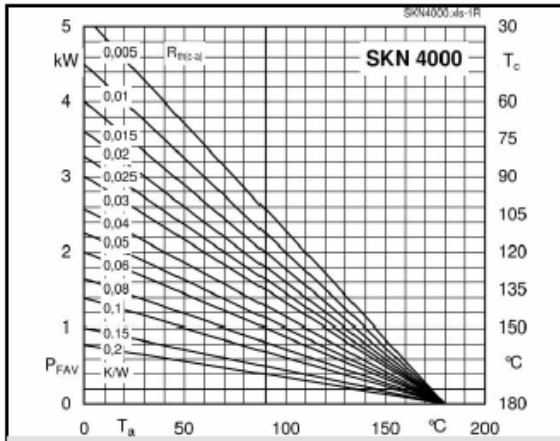


Fig. 1R Power dissipation vs. ambient temperature

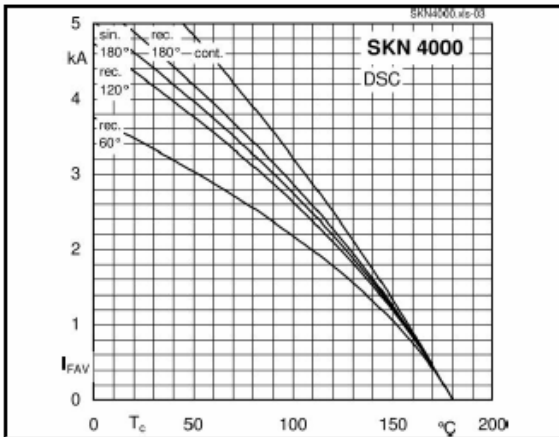


Fig. 2 Forward current vs. case temperature

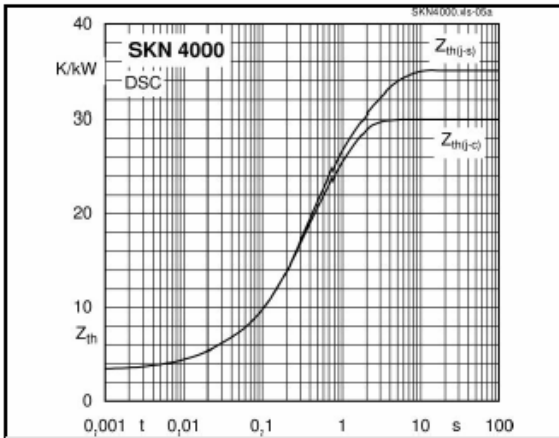


Fig. 4a Transient thermal impedance (double sided cooling)

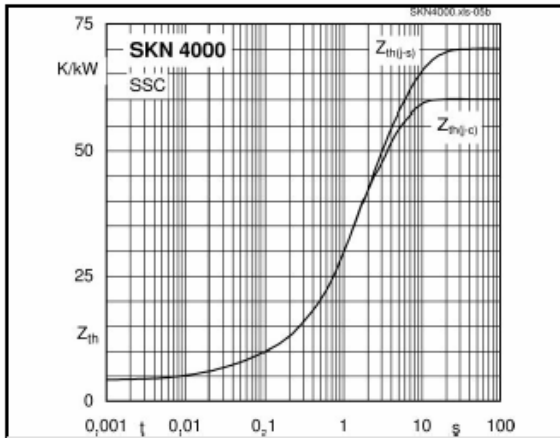


Fig. 4b Transient thermal impedance (single sided cooling)

B.2.4 Para el Diodo de potencia SKN 6000

SKN 6000



Disc Diode

Rectifier Diode

SKN 6000

Features

- Capsule type metal-ceramic package with precious metal pressure contacts
- Medium voltage, high current rectifier diode with slim package for lowest thermal resistance
- Low power dissipation
- Especially suited for water cooling
- Forward selections for paralleling available

Typical Applications

- Welding
- Electroplating

1) DSC - Double sided cooling
SSC - Single sided cooling



SKN

V_{RSM} V	V_{RRM} V	$I_{FRMS} = 10000$ A (maximum value for continuous operation) $I_{FAV} = 6000$ A (sin. 180; $T_c = 85$ °C)	
200	200	SKN 6000/02	
400	400	SKN 6000/04	
600	600	SKN 6000/06	

Symbol	Conditions	Values	Units
I_{FAV}	sin. 180; DSC ¹⁾ ; $T_c = 85$ (100) °C	6000 (5400)	A
I_{FSM}	$T_{vj} = 25$ °C; 10 ms $T_{vj} = 180$ °C; 10 ms	60000 50000	A
i^2t	$T_{vj} = 25$ °C; 8,3 ... 10 ms $T_{vj} = 180$ °C; 8,3 ... 10 ms	18000000 12500000	A ² s
V_F	$T_{vj} = 25$ °C; $I_F = 14000$ A	max. 1,3	V
$V_{(TO)}$	$T_{vj} = 180$ °C	max. 0,7	V
r_T	$T_{vj} = 180$ °C	max. 0,04	mΩ
I_{RD}	$T_{vj} = 180$ °C; $V_{RD} = V_{RRM}$	max. 100	mA
$R_{th(j-c)}$	DSC / SSC ¹⁾	0,012 / 0,024	K/W
$R_{th(c-s)}$	DSC / SSC ¹⁾	0,005 / 0,01	K/W
T_{vj}		- 40 ... + 180	°C
T_{stg}		- 40 ... + 150	°C
V_{scl}		-	V-
F	mounting force	24 ... 30	kN
a			m/s ²
m	approx.	130	g
Case		E 35	

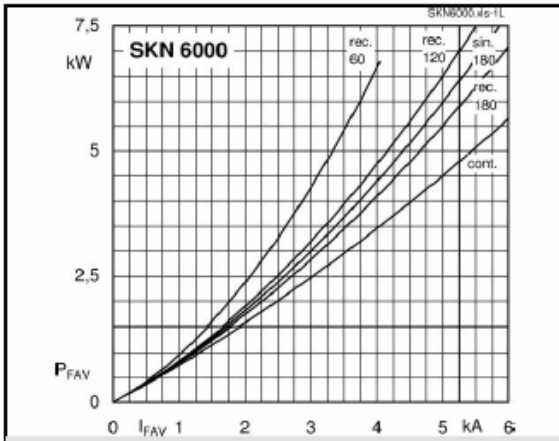


Fig. 1L Power dissipation vs. forward current

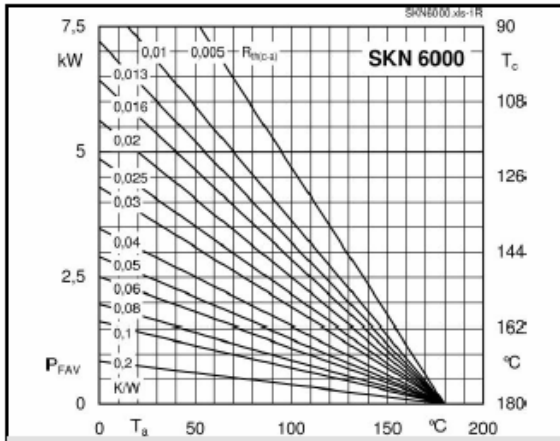


Fig. 1R Power dissipation vs. ambient temperature

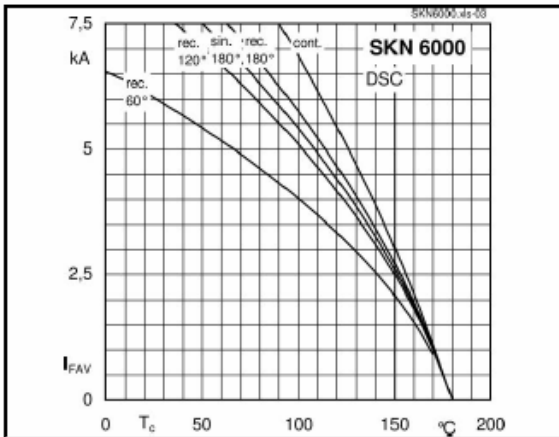


Fig. 2 Forward current vs. case temperature

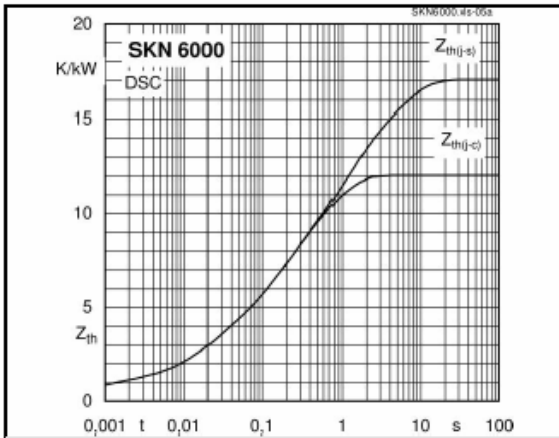


Fig. 4a Transient thermal impedance (double sided cooling)

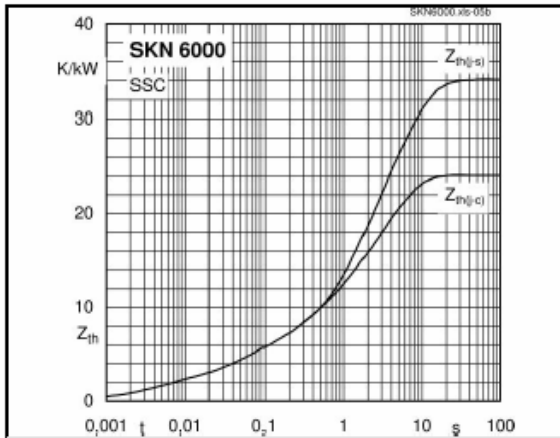


Fig. 4b Transient thermal impedance (single sided cooling)

B.2.5 Para el BJT SKT 240

SKT 240



Capsule Thyristor

Line Thyristor

SKT 240

Features

- Hermetic metal case with ceramic insulator
- Capsule package for double sided cooling
- Shallow design with single sided cooling
- International standard case
- Off-state and reverse voltages up to 1800 V

Typical Applications

- DC motor control (e. g. for machine tools)
- Controlled rectifiers (e. g. for battery charging)
- AC controllers (e. g. for temperature control)
- Recommended snubber network e. g. for $V_{VRMS} \leq 400$ V:
 $R = 33 \Omega / 32$ W, $C = 0,47 \mu F$

V_{RSM} V	V_{RRM}, V_{DRM} V	$I_{TRMS} = 600$ A (maximum value for continuous operation) $I_{TAV} = 240$ A (sin. 180; DSC; $T_c = 93$ °C)	
500	400	SKT 240/04E	
900	800	SKT 240/08E	
1300	1200	SKT 240/12E	
1500	1400	SKT 240/14E	
1700	1600	SKT 240/16E	
1900	1800	SKT 240/18E	

Symbol	Conditions	Values	Units
I_{TAV}	sin. 180; $T_c = 100$ (85) °C;	204 (282)	A
I_D	2 x P8/180; $T_a = 45$ °C; B2 / B6	275 / 390	A
	2 x P8/180F; $T_a = 35$ °C; B2 / B6	540 / 750	A
I_{RMS}	2 x P8/180; $T_a = 45$ °C; W1C	300	A
I_{TSM}	$T_{vj} = 25$ °C; 10 ms	5000	A
	$T_{vj} = 125$ °C; 10 ms	4500	A
i_{pt}	$T_{vj} = 25$ °C; 8,3 ... 10 ms	125000	A ² s
	$T_{vj} = 125$ °C; 8,3 ... 10 ms	101000	A ² s
V_T	$T_{vj} = 25$ °C; $I_T = 1000$ A	max. 2,3	V
$V_{T(TO)}$	$T_{vj} = 125$ °C	max. 1	V
r_T	$T_{vj} = 125$ °C	max. 1,4	mΩ
$I_{DD}; I_{RD}$	$T_{vj} = 125$ °C; $V_{RD} = V_{RRM}; V_{DD} = V_{DRM}$	max. 40	mA
t_{gd}	$T_{vj} = 25$ °C; $I_G = 1$ A; $di_G/dt = 1$ A/μs	1	μs
t_{gr}	$V_D = 0,67 * V_{DRM}$	2	μs
$(di/dt)_{cr}$	$T_{vj} = 125$ °C	max. 125	A/μs
$(dv/dt)_{cr}$	$T_{vj} = 125$ °C	max. 1000	V/μs
t_{q1}	$T_{vj} = 125$ °C	50 ... 150	μs
I_H	$T_{vj} = 25$ °C; typ. / max.	150 / 400	mA
I_L	$T_{vj} = 25$ °C; typ. / max.	300 / 1000	mA
V_{GT}	$T_{vj} = 25$ °C; d.c.	min. 2	V
I_{GT}	$T_{vj} = 25$ °C; d.c.	min. 150	mA
V_{GD}	$T_{vj} = 125$ °C; d.c.	max. 0,25	V
I_{GD}	$T_{vj} = 125$ °C; d.c.	max. 10	mA
$R_{th(j-c)}$	cont.; DSC	0,07	K/W
	sin. 180; DSC / SSC	0,072 / 0,151	K/W
	rec. 120; DSC / SSC	0,08 / 0,168	K/W
$R_{th(c-s)}$	DSC / SSC	0,02 / 0,04	K/W
T_{vj}		- 40 ... + 125	°C
T_{stg}		- 40 ... + 130	°C
V_{scf}		-	V-
F	mounting force	4 ... 5	kN
a			m/s ²
m	approx.	55	g
Case		B 8	



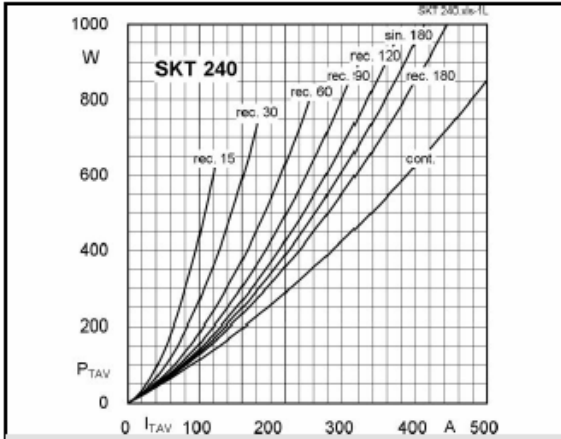


Fig. 1L Power dissipation vs. on-state current

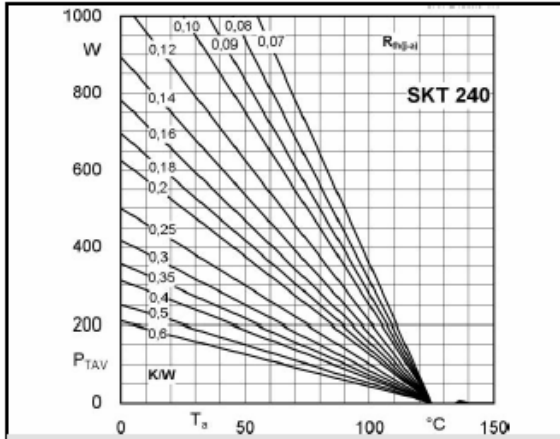


Fig. 1R Power dissipation vs. ambient temperature

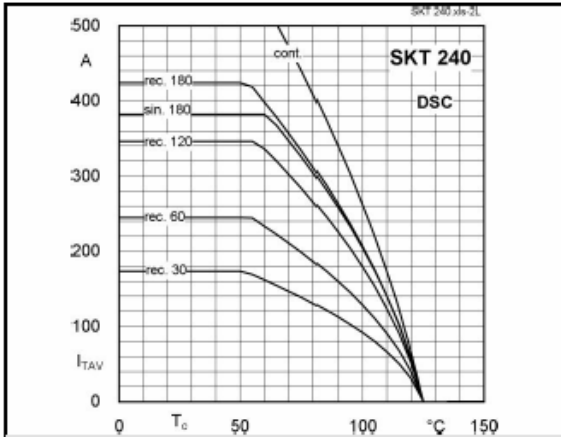


Fig. 2L Rated on-state current vs. case temperature

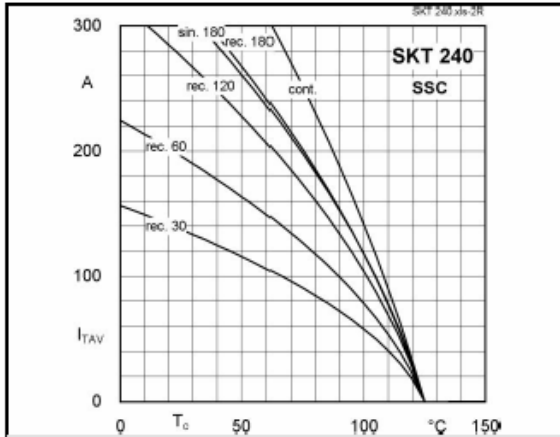


Fig. 2R Rated on-state current vs. case temperature

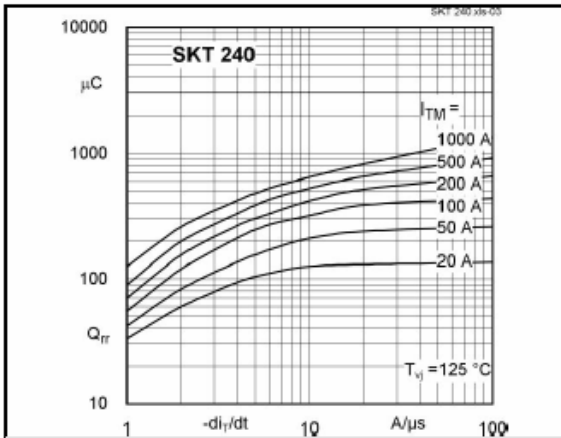


Fig. 3 Recovered charge vs. current decrease

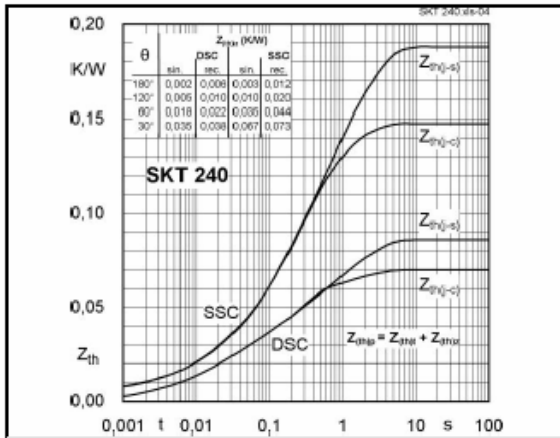


Fig. 4 Transient thermal impedance vs. time

B.2.6 Para el PIC16F84A



PIC16F84A

18-pin Enhanced Flash/EEPROM 8-Bit Microcontroller

Devices Included in this Data Sheet:

- PIC16F84A
- Extended voltage range device available (PIC16LF84A)

High Performance RISC CPU Features:

- Only 35 single word instructions to learn
- All instructions single cycle except for program branches which are two-cycle
- Operating speed: DC - 20 MHz clock input
DC - 200 ns instruction cycle
- 1024 words of program memory
- 68 bytes of data RAM
- 64 bytes of data EEPROM
- 14-bit wide instruction words
- 8-bit wide data bytes
- 15 special function hardware registers
- Eight-level deep hardware stack
- Direct, indirect and relative addressing modes
- Four interrupt sources:
 - External RB0/INT pin
 - TMR0 timer overflow
 - PORTB<7:4> interrupt on change
 - Data EEPROM write complete

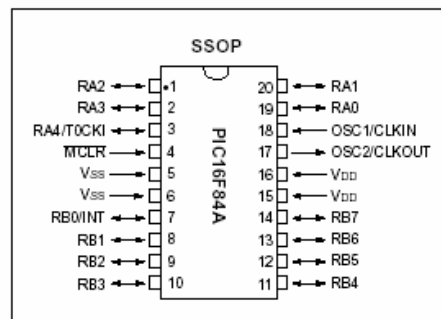
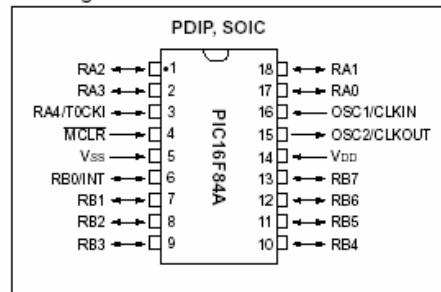
Peripheral Features:

- 13 I/O pins with individual direction control
- High current sink/source for direct LED drive
 - 25 mA sink max. per pin
 - 25 mA source max. per pin
- TMR0: 8-bit timer/counter with 8-bit programmable prescaler

Special Microcontroller Features:

- 1000 erase/write cycles Enhanced Flash program memory
- 1,000,000 typical erase/write cycles EEPROM data memory
- EEPROM Data Retention > 40 years
- In-Circuit Serial Programming (ICSP™) - via two pins
- Power-on Reset (POR), Power-up Timer (PWRT), Oscillator Start-up Timer (OST)
- Watchdog Timer (WDT) with its own on-chip RC oscillator for reliable operation
- Code-protection
- Power saving SLEEP mode
- Selectable oscillator options

Pin Diagrams



CMOS Enhanced Flash/EEPROM Technology:

- Low-power, high-speed technology
- Fully static design
- Wide operating voltage range:
 - Commercial: 2.0V to 5.5V
 - Industrial: 2.0V to 5.5V
- Low power consumption:
 - < 2 mA typical @ 5V, 4 MHz
 - 15 μ A typical @ 2V, 32 kHz
 - < 0.5 μ A typical standby current @ 2V

PIC16F84A

Table of Contents

1.0 Device Overview	3
2.0 Memory Organization	5
3.0 I/O Ports	13
4.0 Timer0 Module	17
5.0 Data EEPROM Memory	19
6.0 Special Features of the CPU	21
7.0 Instruction Set Summary	33
8.0 Development Support	35
9.0 Electrical Characteristics for PIC16F84A	41
10.0 DC & AC Characteristics Graphs/Tables	53
11.0 Packaging Information	55
Appendix A: Revision History	59
Appendix B: Conversion Considerations	59
Appendix C: Migration from Baseline to Midrange Devices	62
Index	63
On-Line Support	65
Reader Response	66
PIC16F84A Product Identification System	67

To Our Valued Customers

Most Current Data Sheet

To obtain the most up-to-date version of this data sheet, please check our Worldwide Web site at:

<http://www.microchip.com>

You can determine the version of a data sheet by examining its literature number found on the bottom outside corner of any page. The last character of the literature number is the version number. e.g., DS30000A is version A of document DS30000.

Errata

An errata sheet may exist for current devices, describing minor operational differences (from the data sheet) and recommended workarounds. As device/documentation issues become known to us, we will publish an errata sheet. The errata will specify the revision of silicon and revision of document to which it applies.

To determine if an errata sheet exists for a particular device, please check with one of the following:

- Microchip's Worldwide Web site; <http://www.microchip.com>
- Your local Microchip sales office (see last page)
- The Microchip Corporate Literature Center; U.S. FAX: (602) 786-7277

When contacting a sales office or the literature center, please specify which device, revision of silicon and data sheet (include literature number) you are using.

Corrections to this Data Sheet

We constantly strive to improve the quality of all our products and documentation. We have spent a great deal of time to ensure that this document is correct. However, we realize that we may have missed a few things. If you find any information that is missing or appears in error, please:

- Fill out and mail in the reader response form in the back of this data sheet.
- E-mail us at webmaster@microchip.com.

We appreciate your assistance in making this a better document.

PIC16F84A

TABLE 1-1 PIC16F84A PINOUT DESCRIPTION

Pin Name	DIP No.	SOIC No.	SSOP No.	I/O/P Type	Buffer Type	Description
OSC1/CLKIN	16	16	18	I	ST/CMOS ⁽³⁾	Oscillator crystal input/external clock source input.
OSC2/CLKOUT	15	15	19	O	—	Oscillator crystal output. Connects to crystal or resonator in crystal oscillator mode. In RC mode, OSC2 pin outputs CLKOUT which has 1/4 the frequency of OSC1, and denotes the instruction cycle rate.
MCLR	4	4	4	I/P	ST	Master clear (reset) input/programming voltage input. This pin is an active low reset to the device.
RA0	17	17	19	I/O	TTL	PORTA is a bi-directional I/O port. Can also be selected to be the clock input to the TMR0 timer/counter. Output is open drain type.
RA1	18	18	20	I/O	TTL	
RA2	1	1	1	I/O	TTL	
RA3	2	2	2	I/O	TTL	
RA4/T0CKI	3	3	3	I/O	ST	
RB0/INT	6	6	7	I/O	TTL/ST ⁽¹⁾	PORTB is a bi-directional I/O port. PORTB can be software programmed for internal weak pull-up on all inputs. RB0/INT can also be selected as an external interrupt pin. Interrupt on change pin. Interrupt on change pin. Interrupt on change pin. Serial programming clock. Interrupt on change pin. Serial programming data.
RB1	7	7	8	I/O	TTL	
RB2	8	8	9	I/O	TTL	
RB3	9	9	10	I/O	TTL	
RB4	10	10	11	I/O	TTL	
RB5	11	11	12	I/O	TTL	
RB6	12	12	13	I/O	TTL/ST ⁽²⁾	
RB7	13	13	14	I/O	TTL/ST ⁽²⁾	
V _{SS}	5	5	5,6	P	—	Ground reference for logic and I/O pins.
V _{DD}	14	14	15,16	P	—	Positive supply for logic and I/O pins.

Legend: I = input O = output I/O = Input/Output P = power
 — = Not used TTL = TTL input ST = Schmitt Trigger input

- Note 1: This buffer is a Schmitt Trigger input when configured as the external interrupt.
 Note 2: This buffer is a Schmitt Trigger input when used in serial programming mode.
 Note 3: This buffer is a Schmitt Trigger input when configured in RC oscillator mode and a CMOS input otherwise.

B.3 Tabla de Transformada de Laplace

TABLA DE TRANSFORMADAS DE LAPLACE

FUNCIÓN	TRANSFORMADA	DOMINIO	PARÁMETROS
e^{zt}	$\frac{1}{s - z}$	$s > \operatorname{Re}(z)$	$z \in \mathbb{C}$
t^n	$\frac{n!}{s^{n+1}}$	$s > 0$	$n \in \mathbb{N} \cup \{0\}$
$\operatorname{sen}(at)$	$\frac{a}{s^2 + a^2}$	$s > 0$	$a \in \mathbb{R}$
$\operatorname{cos}(at)$	$\frac{s}{s^2 + a^2}$	$s > 0$	$a \in \mathbb{R}$
$\frac{1}{\sqrt{t}}$	$\sqrt{\frac{\pi}{s}}$	$s > 0$	
$u_c(t)$	$\frac{e^{-cs}}{s}$	$s > 0$	$c > 0$
$f^{(n)}(t)$	$s^n \mathcal{L}(f)(s) - s^{n-1}f(0) - \dots - f^{(n-1)}(0)$		
$t^n f(t)$	$(-1)^n (\mathcal{L}(f))^{(n)}(s)$		
$e^{at} f(t)$	$\mathcal{L}(f)(s - a)$		$a \in \mathbb{R}$
$u_c(t) f(t)$	$e^{-cs} \mathcal{L}(f)(s)$		$c > 0$
$f(at)$	$\frac{1}{a} \mathcal{L}(f)\left(\frac{s}{a}\right)$		$a > 0$
$\int_0^t f(x) dx$	$\frac{1}{s} \mathcal{L}(f)(s)$		

$$u_c(t) = \begin{cases} 1 & , t \geq c \\ 0 & , t < c \end{cases}$$

B.4 Artículo de la IEEE sobre la técnica de inyección de armónicos convertidores CD-CD elevadores y reductores en modo de conducción discontinua DCM versión en inglés.

A New Input-Voltage Feedforward Harmonic-Injection Technique with Nonlinear Gain Control for Single-Switch, Three-Phase, DCM Boost Rectifiers

Yungtaek Jang, *Member, IEEE*, and Milan M. Jovanović, *Senior Member, IEEE*

Abstract—A new input-voltage feedforward harmonic-injection technique for a single-switch, three-phase, discontinuous-conduction-mode boost rectifier is introduced. With this technique, rectification with a low total harmonic distortion that meets the IEC555-2 requirements can be achieved. In addition, the rectifier shows an excellent transient performance which dramatically reduces the rectifier's output voltage overshoots during line-voltage step-up transients. Moreover, by the addition of a nonlinear gain-control circuit, the dc gain of the DCM boost rectifier at light load is adaptively reduced so that the stability of the rectifier at light load is achieved. The performance of the proposed injection technique was verified on a 6-kW prototype rectifier.

Index Terms—Boost converter, discontinuous conduction mode, feedforward control, harmonic-injection, nonlinear gain-control, power factor correction, three-phase.

I. INTRODUCTION

THREE-PHASE, single-switch, discontinuous-conduction-mode (DCM), pulse-width-modulated (PWM) boost rectifiers are commonly used for three-phase, high-power-factor (HPF) applications since their input-current waveshape automatically follows the input-voltage waveshape. In addition, they can achieve extremely high efficiencies because the reverse-recovery-related losses of the boost diode are eliminated [1], [2]. However, if a DCM PWM boost rectifier is implemented with the conventional constant-frequency low-bandwidth output-voltage feedback control, which keeps the duty cycle of the switch constant during a rectified line period, the rectifier input current exhibits a relatively large fifth-order harmonic. As a result, at power levels above 5 kW, the fifth-order harmonic imposes severe design, performance, and cost trade-offs in order to meet the maximum permissible harmonic-current levels defined by the IEC555-2 document [3]. Recently, robust harmonic-injection methods for three-phase, DCM boost rectifiers have been introduced [4], [5]. These methods reduce the 5th-order harmonic of the input current so that the power level at which the input-current-harmonic content still meets the IEC555-2 standard is extended.

Since the bandwidth of the output-voltage feedback control loop of the boost rectifier used in HPF applications is very low to achieve a low THD, the transient response of the control to the line and load changes is very slow causing high transient deviations of the output voltage with respect to the steady-state value. Due to an output-voltage overshoot during a step-up transition, power-stage semiconductor components with a higher voltage rating are usually required to maintain the necessary design margin between the maximum voltage stress of the components and their voltage rating. Inevitably, higher voltage-rated semiconductor components are more expensive and usually more lossy than their counterparts with lower voltage ratings. To reduce the transient output-voltage overshoot caused by the input-voltage change, it is necessary to make the duty cycle of the controller to respond to the input-voltage changes instantaneously. This can be accomplished by the feedforward control technique described in [6], [7]. In this technique, instead of a fixed-slope saw-tooth ramp, a ramp whose slope is proportional to the input voltage is used at input of the PWM modulator to achieve an instantaneous response of the controller to the line-voltage changes.

Generally, the dc gain of the DCM boost rectifier is inversely proportional to the duty cycle of the rectifier. As a result, the output-voltage-feedback control loop of the rectifier may become unstable at light loads because of the increased dc gain [8]. To achieve the loop stability at light loads or even at no load, the effect of the increased dc gain of the power stage on the control loop gain must be compensated. This loop gain compensation can be achieved by employing a nonlinear gain control circuit [8].

In this paper, a new harmonic-injection technique with the feedforward control is introduced. By this technique a low THD of the rectifier current can be achieved with an excellent transient performance which dramatically reduces the rectifier's output voltage overshoots during line-voltage step-up transients. Moreover, by the addition of a simple nonlinear gain control circuit, the dc gain of the DCM boost rectifier at light load is automatically compensated and the light-load stability of the rectifier is achieved. The proposed injection technique was verified on a 6-kW prototype boost rectifier. The measured full-load efficiency of the experimental converter at nominal line of 380 V_(L-L,rms) was about 97%. In addition, the rectifier

Manuscript received February 26, 1999; revised August 19, 1999. Recommended by Associate Editor, F. Peng.

The authors are with the Delta Products Corporation, Power Electronics Laboratory, Research Triangle Park, NC 27709 USA.

Publisher Item Identifier S 0885-8993(00)02341-3.

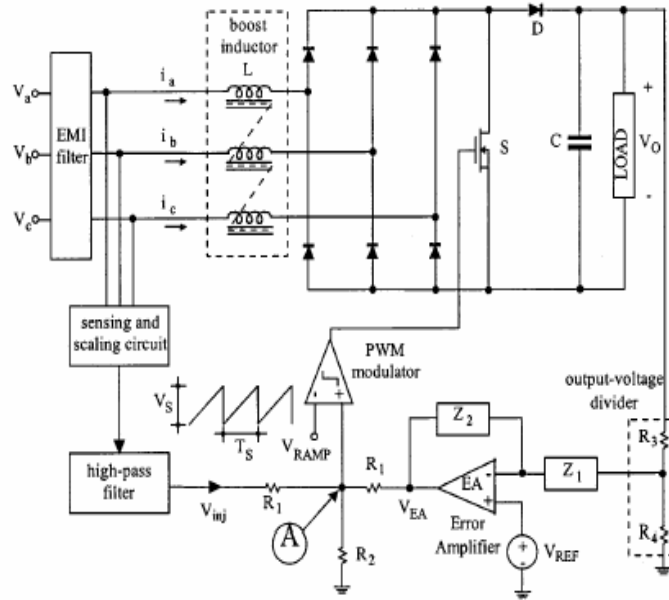


Fig. 1. Conventional, single-switch, three-phase, DCM boost rectifier with a harmonic injection technique.

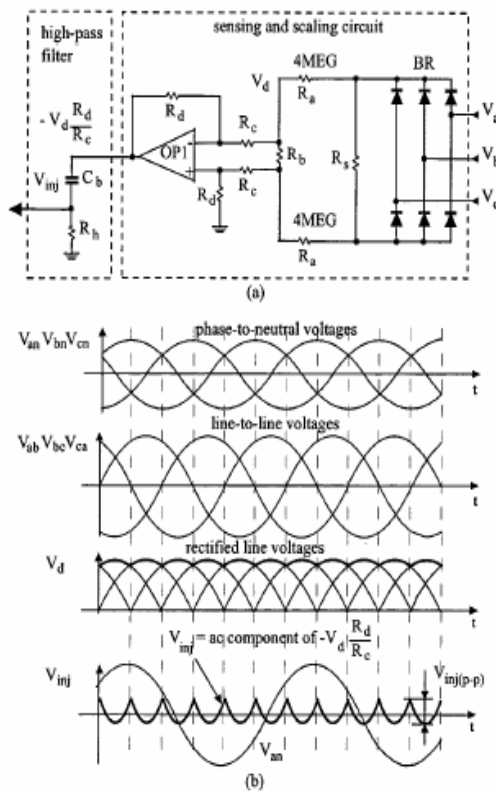


Fig. 2. Harmonic injection circuit: (a) Schematic diagram; (b) key waveforms.

meets the IEC555-2 harmonic limits in the entire line-voltage range from $304 V_{(L-L,rms)}$ to $456 V_{(L-L,rms)}$.

II. BRIEF REVIEW OF PREVIOUS HARMONIC INJECTION METHOD FOR SINGLE-SWITCH THREE-PHASE, DCM BOOST RECTIFIERS

To meet the IEC555-2 specifications at power levels above 5 kW, the three-phase, constant-frequency, constant-duty-cycle DCM boost rectifier needs to be designed either with a higher voltage-conversion ratio $M = V_O / (\sqrt{3}V_{dL})$ (i.e., higher output voltage V_O compared to the peak input phase-neutral voltage V_{in}) or with a control which employs a harmonic-injection technique.

Generally, for a given line voltage, a larger M requires a boost switch with a higher voltage rating because of an increased voltage stress. On the other hand, the harmonic-injection approach does not increase the voltage stress of the boost switch, and requires only a few additional components for its implementation. Fig. 1 shows the block diagram of the robust, simple injection technique introduced in [5]. In this technique a voltage signal which is proportional to the inverted ac component of the rectified, three-phase, line-to-line input voltages is injected into the output-voltage feedback loop. The injected signal varies the duty cycle of the rectifier within a line cycle in order to reduce the 5th-order harmonic and improve the THD of the rectifier input currents.

Various circuit implementations of this injection technique were described in [5]. The simplest implementation of the harmonic injection circuit and its key waveforms are shown in Fig. 2. In the implementation in Fig. 2, the three-phase line voltage is first rectified by three-phase bridge rectifier BR,

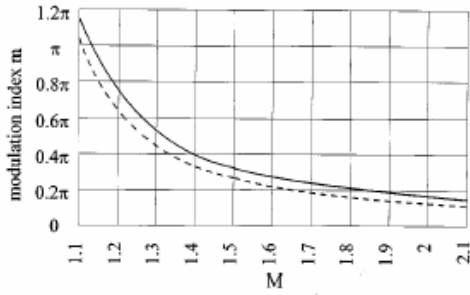


Fig. 3. Optimal modulation index m versus voltage conversion ratio M for the minimum THD (solid line) and for the maximum output power (dashed line) at which IEC555-2 limits are met.

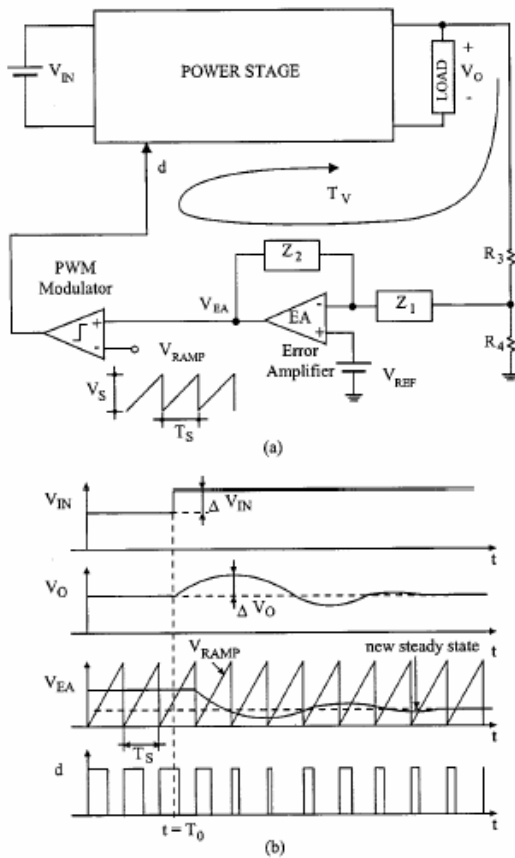


Fig. 4. Conventional output-voltage-feedback control scheme: (a) Block diagram; (b) key waveforms during a step-up input-voltage transient.

and then attenuated by the resistive voltage divider $R_{d3} - R_{d4}$. The scaled-down line voltage developed across R_{d3} , V_{d3} , is then inverted by difference amplifier OP1 before it is processed through the high-pass filter $C_1 - R_{d1}$ to remove the dc com-

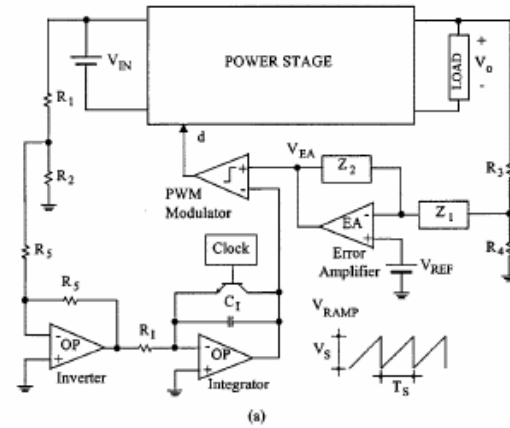


Fig. 5. Conventional input-voltage-feedforward control scheme: (a) Block diagram; (b) key waveforms during a step-up input-voltage transient.

ponent of V_{d3} and generate injection signal V_{inj} . Finally, V_{inj} is injected in the circuit in Fig. 1 at point A through summing resistor R_{d4} .

To implement an harmonic-injection scheme with a variable modulation index, it is necessary to add a variable-gain amplifier in the harmonic-injection circuit in Fig. 2(a). The implementation of the harmonic-injection technique with a variable modulation index is described in the next section.

Generally, to achieve a low THD, the bandwidth of the output-voltage-feedback control loop of the boost rectifier used in HFP applications is very low. Specifically, it is much smaller than the line frequency. As a result, the transient response of the control to the line and load changes is very slow causing high transient deviations of the output voltage with respect to the steady-state value. To further explain the effect of a low loop bandwidth on the performance of the converter, Fig. 4(a) shows the block diagram of the conventional output-voltage-feedback control. The controller in Fig. 4(a) consists of an error amplifier (EA), PWM modulator, constant-frequency sawtooth ramp [V_{RAMP}], reference voltage [V_{REF}], and a voltage divider [$R_{d3} - R_{d4}$]. In

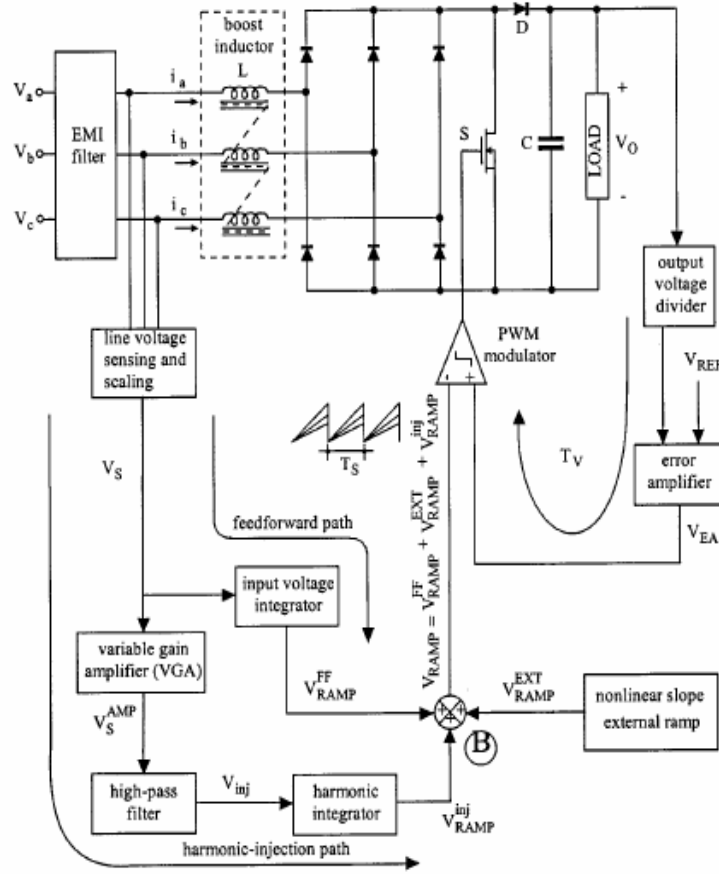


Fig. 6. Block diagram of input-voltage-feedforward control with harmonic injection for a single-switch three-phase DCM boost rectifier.

Fig. 4(a), the divider is used to scale down the sensed output voltage V_o so that it can be compared to reference voltage V_{REF} at the input of the error amplifier. The voltage at the output of the error amplifier, which is proportional to the error (difference) between the scaled output voltage and reference voltage, is then compared to the sawtooth ramp voltage at the input of the modulator to generate a signal with a desirable duty cycle to drive the switch. Due to the negative feedback in the voltage loop (T_V), the error-amplifier output voltage changes in such a manner that the duty cycle of the converter is modulated so that the output voltage is maintained constant. Compensation impedances Z_1 and Z_2 of the error amplifier in Fig. 4(a) are used to provide a proper gain, bandwidth, and frequency compensation of the loop so that the loop is stable for all operating conditions.

The ratio between the peak-to-peak value of injected signal $V_{inj(p-p)}$ shown in Fig. 2(b) and feedback control signal V_{EA} (error-amplifier output voltage) shown in Fig. 1 defines the modulation index m as

$$m = \frac{V_{inj(p-p)}}{V_{EA} \left(1 - \cos \frac{\pi}{6}\right)} \quad (1)$$

At any given voltage-conversion ratio M , optimal modulation index m which produces the minimum THD should be determined. Fig. 3 shows the calculated values of optimal modulation index m for the minimum THD (solid line) as a function of M . To maximize the input power of the rectifier at which the IEC555-2 specifications are met, modulation index m should be determined so that the ratio of the seventh-order harmonic and the fifth-order harmonic is equal to the ratio of the corresponding IEC555-2 limits. It should be noted that the effects of the higher-order harmonics are not significant in comparison with the fifth and seventh-order harmonics. Moreover, the higher frequency harmonics can be easily attenuated by an EMI input filter. Fig. 3 also shows the calculated values of optimal modulation index m for the maximum input power (dashed line) at which IEC555-2 limits are met as a function of M .

Fig. 4(b) shows the transient responses of the key waveforms of a low-bandwidth output-voltage-feedback control in Fig. 4(a) for a positive line-voltage transient. As can be seen from Fig. 4(b), at $t = T_{O_1}$ voltage V_{in} experiences a positive step change. However, because of the slow control loop, control voltage V_{EA} starts changing slowly some time after $t = T_{O_1}$. Since immediately after the voltage change the duty cycle stays

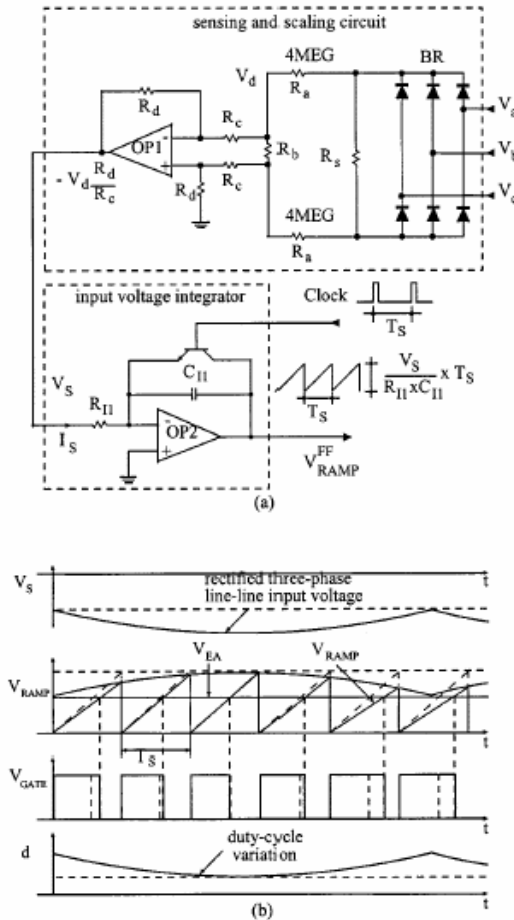


Fig. 7. Input-voltage sensing and integrator circuit: (a) Schematic diagram; (b) key waveforms.

unchanged for some time, the output voltage experiences a high transient overshoot.

To reduce the transient output-voltage overshoot caused by the input-voltage change, it is necessary to make the duty-cycle of the controller respond to the input-voltage changes instantaneously. This can be accomplished by the feedforward control technique whose block diagram is shown in Fig. 5(a) [6], [7]. In this technique, instead of a fixed-slope sawtooth ramp, a ramp whose slope is proportional to the input voltage is used at input of the PWM modulator. As can be seen in Fig. 5(a), the ramp is generated by integrating a voltage proportional to the input voltage. The input voltage is first sensed and attenuated by voltage divider $R_1 - R_2$ and then inverted before it is brought to the input of the integrator. The integrator is reset at the beginning of each switching cycle by an external fixed-frequency clock signal.

Since in the feedforward control in Fig. 5(a) the duty cycle of the switch is determined by comparing the output voltage of

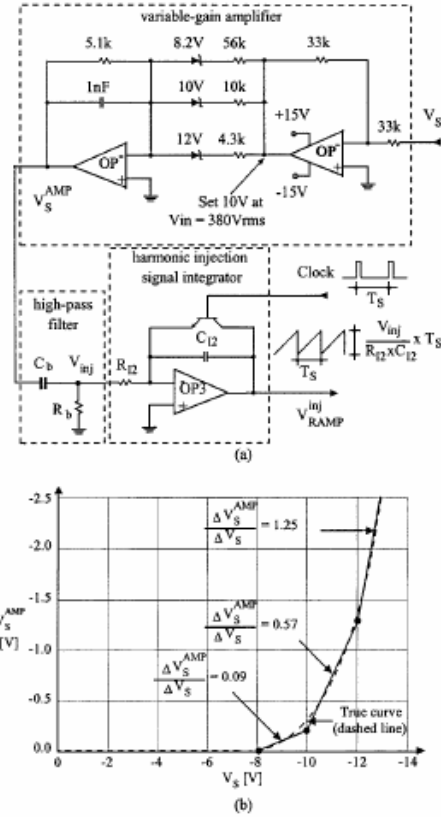


Fig. 8. Variable-gain amplifier (VGA), the high-pass filter, and the harmonic injection signal integrator: (a) Schematic diagram; (b) output voltage versus input voltage curve of VGA.

the error amplifier with the ramp whose slope depends on the input-voltage, any change in the input voltage causes immediate (within one switching cycle) change of the duty cycle even if the bandwidth of the voltage loop is very low (i.e., V_{EA} is constant for a short period after the change). As shown in Fig. 5(b), after the input voltage is increased at $t = T_{C2}$, the ramp slope increases causing an immediate decrease of the duty cycle in order to maintain the output voltage constant. Because of the instantaneous change in the duty cycle, the overshoot of the output voltage caused by the input-voltage step is reduced. It should be noted that in Fig. 5(b), the output voltage of the error amplifier, V_{EA} , does not change immediately after the input-voltage change because of the assumed low bandwidth of the voltage loop.

III. NEW FEEDFORWARD HARMONIC INJECTION METHOD FOR A SINGLE-SWITCH THREE-PHASE, DCM BOOST RECTIFIER

By combining the feedforward control with the harmonic-injection technique, the performance of the three-phase, single-switch, DCM PWM converter can be optimized so that it meets the IEC555-2 requirements with an excellent transient response

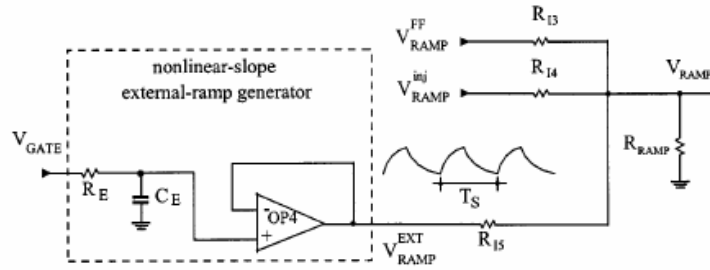


Fig. 9. Schematic diagram of the nonlinear-slope external-ramp generator.

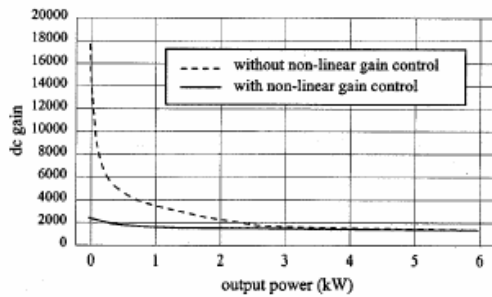


Fig. 10. Calculated dc gain of DCM boost rectifier without (dashed line) and with (solid line) nonlinear gain control.

to the line-voltage changes. Fig. 6 shows the block diagram of the implementation of the proposed feedforward control with the harmonic injection.

Fig. 7(a) also shows the implementation of the feedforward integrator, whereas Fig. 7(b) shows the key waveforms of the modulator in the presence of the feedforward modulation. In the integrator in Fig. 7(a), the integrator capacitor C_{F1} is charged by current $I_S = V_S/R_{F1}$ during a switching period, and discharged by the clock pulse at the end of the switching period. Due to a short discharge time, the waveform at the output of the integrator is sawtooth ramp $V_{R_{L_{\Delta}}^{FF}}$. As shown in Fig. 7(b), as sensed voltage V_S changes, the ramp slope also changes causing a modulation of the boost-switch duty cycle. It should be noted that in Fig. 7(b) sensed voltage V_S changes because of the ac component in the rectified line voltage. However, it should be noticed that the purpose of the feedforward path is to improve the transient response of the circuit to line-voltage changes, and not to serve as the harmonic injection path. In fact, with the feedforward integrator in Fig. 7(a), the modulation index of the injected signal cannot be optimized because different integrator gains are required for the optimal feedforward ramp and the optimal modulation index of the injection signal. To optimize modulation index m as a function of M_s , the ac component of sensed input voltage V_S should be properly amplified and added to the slope of the feedforward PWM compensation ramp as shown in Fig. 6.

In the implementation in Fig. 6, the harmonic-injection and the feedforward paths use a common line-voltage and scaling

(attenuating) circuit. In the feedforward path, the scaled line voltage, which contains both a dc and a relatively small 360-Hz ac component, is integrated to generate a ramp with a line-voltage-dependent slope, $V_{R_{L_{\Delta}}^{FF}}$. This ramp is then added to a constant-slope, constant-frequency external ramp at the inverting input (point B in Fig. 6) of the PWM modulator.

Because the sensed voltage and, therefore, the feedforward ramp contains an ac component proportional to the rectified-line voltage, the feedforward control inherently possesses the harmonic-injection property which helps in reducing the fifth-order harmonic of the line current. However, since the optimization of the amplitude of the ac injection signal for the harmonic reduction, and the optimization of the feedforward ramp slope for the reduction of the line-voltage transients require different integrator gains, it is necessary to separate the feedforward and the harmonic-injection paths, as shown in Fig. 6, so that both paths can be optimized independently.

As can be seen from Fig. 6, in the harmonic-injection path, the sensed, scaled line voltage is first amplified by the variable-gain amplifier (VGA) and then the amplified signal is passed through the high-pass filter to remove its dc component. In the implementation in Fig. 6, the ac component generated at the output of the high-pass filter is integrated to generate ramp $V_{R_{L_{\Delta}}^{inj}}$ with the slope proportional to the injection signal. Finally, $V_{R_{L_{\Delta}}^{inj}}$ is summed up with external ramp $V_{R_{L_{\Delta}}^{EXT}}$ and feedforward ramp $V_{R_{L_{\Delta}}^{FF}}$ at the inverting input of the PWM modulator (point B in Fig. 6).

The circuit diagram of the line-voltage sensing and scaling circuit is given in Fig. 7(a), whereas its output signal $V_S = -V_d \times R_d/R_e$ waveform is shown in Fig. 7(b). It should be noted that in the sensing and scaling circuit in Fig. 7(a) the control ground is isolated from the ground of three-phase input voltages by $R_{is} = 4 \text{ M}\Omega$ resistors. As shown in Fig. 7(b), sensed input voltage V_S possesses the information about the peak input voltage and the ac component of the rectified three-phase input voltage which is the desired injection component. Since the proposed injection-signal generator does not contain a bandpass filter, the injection-signal which contains 6th and higher-order harmonics does not suffer from any significant delay. As a result, the phase of injection signal V_S is naturally well synchronized with the input currents and line-to-neutral voltages. Moreover, this phase synchronization does not drift with time and it is not very sensitive to component tolerances.

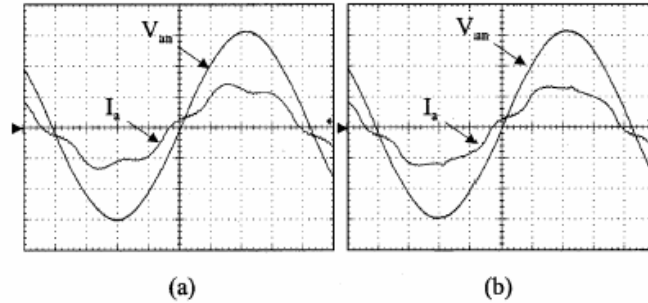


Fig. 11. Input voltage V_{in} (100 V/div) and input current I_{in} (10 A/div) waveforms of the experimental rectifier (a) without and (b) with the input-voltage feedforward harmonic-injection circuit at $V_{in(L-L,rms)} = 380$ V, $V_{out} = 750$ V, $P_{out} = 6$ kW. Time base: 2 ms/div.

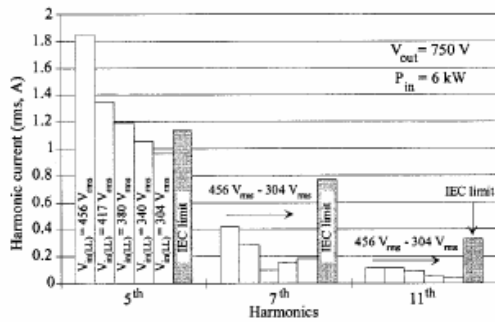


Fig. 12. Measured full-power input-current harmonics of the experimental DCM boost rectifier without harmonic-injection control at different input voltages.

Fig. 8(a) shows the schematic diagram of the variable-gain amplifier (VGA) block in Fig. 6, which is used to generate an approximate optimal modulation index of the injected signal. The VGA in Fig. 8(a) is implemented with three Zener diodes with different breakdown voltages, which make the gain of the amplifier to increase as sensed voltage V_S increases, as shown in Fig. 8(b).

The VGA circuit in Fig. 8(a) has four distinct regions of operation. When input voltage V_S is lower than 8.2 V, which approximately corresponds to the low line voltage of 304 V ($V_{(L-L,rms)}$), output voltage $V_S^{d,III}$ of the VGA is nearly zero. When sensed voltage V_S is higher than 8.2 V but lower than 10 V, which corresponds to the nominal line voltage of 380 V ($V_{(L-L,rms)}$), the voltage gain of the circuit is approximately 0.09 [which is the ratio of the 5.1 k Ω and 56 k Ω resistor in Fig. 8(b)]. Similarly, when the sensed voltage is higher than 10 V but lower than 12 V which corresponds to high line voltage of 456 V ($V_{(L-L,rms)}$), the voltage gain of the VGA circuit is approximately 0.57 (which is the ratio of the 5.1 k Ω resistor and the parallel resistance of the 10 k Ω and 56 k Ω resistor). Finally, when sensed voltage V_S is higher than 12 V, the gain of the VGA is 1.25. As shown in Fig. 8(b), since the transition of a Zener diode into the avalanche region is not abrupt but gradual, the output-voltage vs. input-voltage curve

of the VGA is not piece-wise linear, but is represented by the smooth dashed curve in Fig. 8(b).

Fig. 8(a) also shows a schematic diagram of the high-pass filter block in Fig. 6. The high-pass filter consists of blocking capacitor C_b and filter resistor R_b . In the circuit in Fig. 8(a), the dc component of rectified voltage $V_S^{d,III}$ is eliminated by the blocking capacitor C_b . Since the impedance of the blocking capacitor C_b at the line frequency is much smaller than R_b , the voltage across R_b is nearly identical to the ac component of $V_S^{d,III}$. As a result, the scaled ac component of the rectified three-phase line-to-line input-voltages which contains the 6th- and higher-order harmonics can pass through the filter without a phase shift.

Finally, Fig. 9 shows the implementation of the nonlinear-slope external-ramp generator. As can be seen from Fig. 9, the external ramp V_{RAMP}^{EXT} is the exponential waveform which has a nonlinear dv/dt over a switching period. As a result, at a light load when the duty cycle of the DCM boost rectifier is very small, the dv/dt of external ramp V_{RAMP}^{EXT} is much greater than at the full load. Since the dc gain of the rectifier is inversely proportional to the slope of the ramp signal, the high dc gain of the DCM boost rectifier at light load is automatically compensated.

Fig. 10 shows the calculated dc gain of the rectifier without and with the nonlinear gain control as a function of the output power. As can be seen from Fig. 10, with the nonlinear gain control the dc gain is very much reduced at lower power levels.

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

To verify the performance of the proposed input-voltage feedforward control technique with harmonic injection, a three-phase, 6-kW, 45 kHz, DCM boost rectifier for 304 V_{rms}–456 V_{rms} line-to-line input voltage range and $V_{DC} = 750$ V_{DC} was built. The prototype boost rectifier was tested without and with the proposed feedforward harmonic injection technique. Fig. 11 shows the oscillograms of the input voltage and current waveform of the experimental circuit with and without harmonic-injection control at full power. The measured input-current harmonics of the experimental rectifier with and without harmonic-injection control at full power and at different input voltages are summarized in Figs. 12 and 13,

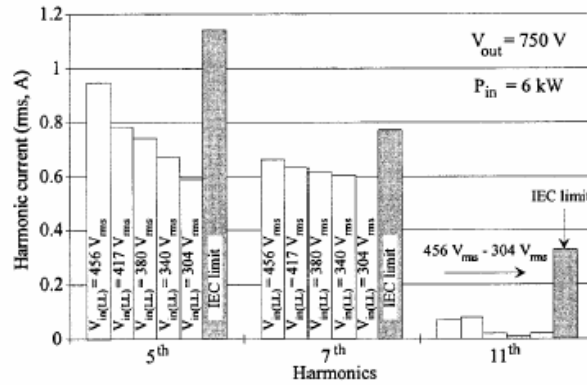


Fig. 13. Measured full-power input-current harmonics of the experimental DCM boost rectifier with harmonic-injection control at different input voltages.

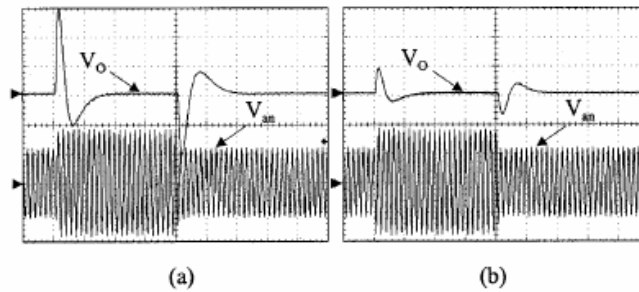


Fig. 14. Input line-to-neutral voltage V_{in} (200 V/div) and output voltage V_{out} (50 V/div) measurements of the experimental rectifier (a) without and (b) with the input-voltage feedforward harmonic-injection circuit during the input-voltage transition (304 V_{rms} –456 V_{rms} –304 V_{rms}) at $V_{O} = 750$ V and $P_{O} = 6$ kW. Time base: 100 ms/div.

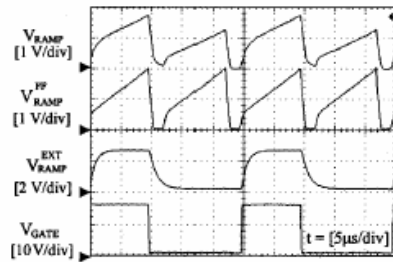


Fig. 15. Measured key waveforms of the input-voltage feedforward controller. Time base: 5 μ s/div.

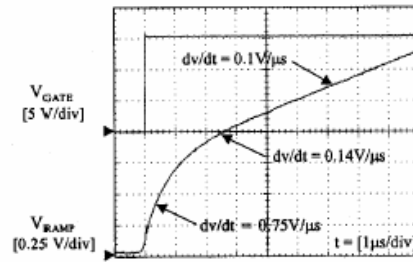


Fig. 16. Detailed view of key waveforms in Fig. 15. Time base: 1 μ s/div.

respectively. As can be seen from Fig. 13, the magnitudes of the 5th-order harmonic as well as the higher harmonics are well below the IEC555-2 limit in the entire input voltage range. The minimum THD of 7.5% occurs at the low line, whereas the maximum THD of 14.7% occurs at the high line.

Fig. 14 shows the oscillogram of the output voltage response during line-voltage transient test. For the transient-response test,

the three-phase input voltage was stepped from 304 V_{rms} to 456 V_{rms} within 0.2 ms, and it was kept at 456 V_{rms} for 400 ms before it was stepped back to 304 V_{rms} within 0.2 ms at 6 kW and 60 W output power levels. Fig. 15 shows the measured waveforms of output voltage V_{O} and input line-to-neutral voltage V_{in} of the DCM boost rectifier implementation with and without the feedforward control scheme.

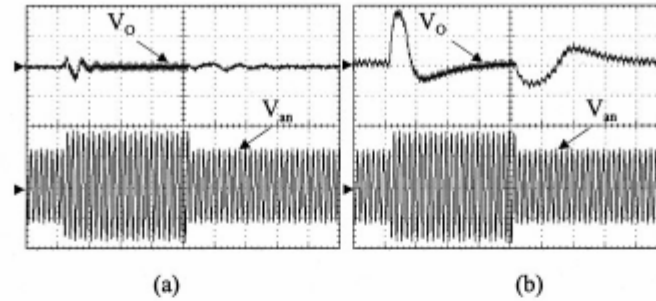


Fig. 17. Input line-to-neutral voltage V_{in} (200 V/div) and output voltage V_o (5 V/div) measurements of the experimental rectifier (a) without and (b) with the non-linear gain control circuit during the input-voltage transition ($304 V_{rms}$ – $456 V_{rms}$ – $304 V_{rms}$) at $V_{in,dc} = 750 V$ and $P_{out} = 60 W$. Time base: 100 ns/div.

As shown in Fig. 16, the dv/dt of ramp signal V_{FLAN} is about $0.75 V/\mu s$ when the pulse width of the gate signal is $0.38 \mu s$ for $60 W$ output power. Since the dv/dt of V_{FLAN} is about $0.1 V/\mu s$ when the pulse width is approximately $6 \mu s$ for $6 kW$ output power, the dc gain of the DCM boost rectifier at $60 W$ is only 13.3% of the dc gain at full load. Therefore, the high dc gain of the DCM boost rectifier at light load is automatically compensated by the nonlinear gain-control circuit.

As can be seen from Fig. 14, the proposed input-voltage feedforward harmonic-injection technique significantly reduces the output voltage overshoot. For the rectifier without feedforward control the maximum output-voltage overshoot is approximately 150 V, whereas the corresponding overshoot is below 50 V for the implementation with the feedforward control.

Fig. 15 shows the key waveforms of the controller. It should be noted that external ramp V_{FLAN} is an exponential waveform which has a nonlinear dv/dt over a switching period.

Fig. 17 shows the measured transient waveforms of output voltage V_o and input line-to-neutral voltage V_{in} of the rectifier with and without the nonlinear gain-control circuit at $P_{out} = 60 W$. Since the dc gain of the DCM boost rectifier at light load is extremely high, the output-voltage exhibits an oscillatory response because of a small phase margin as shown in Fig. 17(a). By the addition of the nonlinear gain-control circuit shown in Fig. 9, the dc gain of the control loop is adaptively reduced so that the output voltage response is improved due to an increased phase margin as shown in Fig. 17(b).

The rectifier exhibits the maximum efficiency of 98.1% at the maximum input voltage of $456 V_{rms}$. The minimum efficiency of 96.1% occurs at the low-line voltage of $304 V_{rms}$.

V. CONCLUSION

A new harmonic-injection technique with the feedforward control has been introduced. With this technique a low THD of the rectifier current can be achieved with an excellent transient performance which reduces the rectifier's output voltage overshoots during step-up line-voltage transients. The proposed injection technique was verified on a 6-kW prototype boost rectifier. The rectifier meets the IEC555-2 harmonic limits in the

entire line-voltage range with the maximum THD of 14.7% that occurs at the high line. The full load overshoot of the output voltage for the line step from $304 V_{rms}$ to $456 V_{rms}$ was below 50 V.

REFERENCES

- [1] A. R. Prasad, P. D. Ziogas, and S. Manias, "An active power factor correction technique for three-phase diode rectifiers," in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC) Record*, 1989, pp. 58–66.
- [2] J. W. Kolar, H. Ertl, and F. C. Zach, "Space vector-based analytical analysis of the input current distortion of a three-phase discontinuous-mode boost rectifier system," in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC) Record*, 1993, pp. 696–703.
- [3] IEC Publication 555: Disturbances in supply systems caused by household appliances and similar equipment; Part 2: Harmonics.
- [4] Q. Huang and F. C. Lee, "Harmonic reduction in a single-switch, three-phase boost rectifier with high order harmonic injected PWM," in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC) Record*, 1996, pp. 1266–1271.
- [5] Y. Jang and M. M. Jovanović, "A novel, robust, harmonic injection method for single-switch, three-phase, discontinuous-conduction-mode boost rectifiers," in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC) Record*, 1997, pp. 469–475.
- [6] L. Calderone, L. Pinola, and V. Vairoli, "Optimal feed-forward compensation for PWM DC/DC converters with "Linear" and "Quadratic" conversion ratio," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 7, pp. 349–355, Apr. 1992.
- [7] B. Arbeter and D. Maksimović, "Feed-forward pulse-width modulators for switching power converters," in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC) Record*, 1995, pp. 601–607.
- [8] Q. Huang and F. C. Lee, "Characterization and control of three-phase boost rectifiers at light load," in *Proc. IPEC Annu. Sem.*, 1996, pp. 29–34.



Yungtaek Jang (S'92–M'95) was born in Seoul, Korea. He received the B.S. degree from Yonsei University, Seoul, Korea, in 1982, and the M.S. and Ph.D. degrees from the University of Colorado, Boulder, in 1991 and 1995, respectively, all in electrical engineering.

From 1982 to 1988, he was a Design Engineer with Hyundai Engineering Co., Seoul. From 1995 to 1996, he was a Senior Engineer with Advanced Energy Industries, Inc., Fort Collins, CO. Since 1996, he has been a Project Engineer with the Power Electronics Laboratory, Delta Products Corporation, Research Triangle Park, NC. His research interests include resonant power conversion, converter modeling, control techniques, and low harmonic rectification.



Milani M. Jovanovic (S'86-M'89-SM'89) was born in Belgrade, Yugoslavia. He received the Dipl.-Ing. degree in electrical engineering from the University of Belgrade, Yugoslavia, the M.S.E.E. degree from the University of Novi Sad, Yugoslavia, and the Ph.D. degree in electrical engineering from the Virginia Polytechnic Institute and State University (Virginia Tech), Blacksburg.

He is the Vice President for Research and Development of Delta Products Corporation, Research Triangle Park, NC (U.S. subsidiary of Delta Electronics, Inc., Taiwan, R.O.C., one of the world's largest manufacturers of power supplies). His 23-year experience includes the analysis and design of high-frequency, high-power-density power processors; modeling, testing, evaluation, and application of high-power semiconductor devices; analysis and design of magnetic devices; and modeling, analysis, and design of analog electronics circuits. His current research is focused on power conversion and management issues for portable data-processing equipment, design optimization methods for low-voltage power supplies, distributed power systems, and power-factor-correction techniques.

B.5 Datos de potencia del molino 03

Reporte emitido por sala de control y monitoreado por el sistema de comunicación FOXBORO.

TABLA 21 : Datos emitos en sala de control para " AIM*AT Server : AW5101 - Historian : hist01 - Linearized Sample Data Base Monday, January 01, 2007 12:00:00 AM Thru Monday, June 04, 2007 10:52:59 AM Data Point(s): PLC4_AIN:534_AC1_J.PNT "

Mes	Valor potencia (KW)	Año
Enero	1578.754	2007
Enero	1570.263	2007
Enero	1550.6	2007
Enero	1538.948	2007
Enero	1500.222	2007
Enero	1500.222	2007
Enero	1500.222	2007
Enero	1500.222	2007
Enero	1500.222	2007
Enero	1500.222	2007
Enero	1500.222	2007
Febrero	1500.222	2007
Febrero	1500.222	2007
Febrero	0.3092	2007
Febrero	0.3092	2007

Abril	1.0317	2007
Abril	1.0317	2007
Abril	1.0317	2007
Abril	1.0317	2007
Abril	1.0317	2007
Abril	1.0317	2007
Abril	0	2007
Abril	0	2007
Abril	0	2007
Abril	0	2007
Abril	0	2007
Abril	0	2007
Abril	0	2007
Abril	0	2007
Abril	0	2007
Abril	0	2007
Mayo	0	2007
Mayo	0	2007
Mayo	0	2007
Mayo	0	2007
Mayo	0	2007
Mayo	0	2007
Mayo	0	2007
Mayo	0	2007
Mayo	1209.486	2007
Mayo	1292.003	2007
Mayo	1307.048	2007
Mayo	1263.815	2007
Mayo	3.9606	2007
Mayo	1212.994	2007
Mayo	1211.991	2007
Junio	1197.075	2007
Junio	1188.879	2007
Junio	1188.083	2007
Junio	1167.233	2007
Junio	1188.106	2007
Junio	1196.326	2007
Junio	3.3886	2007
Junio	1209.486	2007
Junio	1292.003	2007
Junio	1307.048	2007
Junio	1263.815	2007