



# **ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL**

## **Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación**

**“ANÁLISIS, DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN RESTAURADOR  
DINÁMICO DE VOLTAJE (DVR) BASADO EN UN CONVERTIDOR  
TRIFÁSICO PWM CON MODULACIÓN SINUSOIDAL CONTROLADO POR  
UN DSP”**

## **TESIS DE GRADO**

Previo a la obtención del título de:

**INGENIERO EN ELECTRICIDAD ESPECIALIZACIÓN ELECTRÓNICA Y  
AUTOMATIZACIÓN INDUSTRIAL**

Presentada por:

José Gabriel Acosta Véliz

César Leonardo Rodríguez Eugenio

Alex David Romero Vera

**GUAYAQUIL - ECUADOR**

**2009**

## **AGRADECIMIENTO**

A todas las personas que ayudaron a que este proyecto se realice sin ningún percance, facilitando los medios y recursos para su desarrollo.

## DEDICATORIA

A nuestros padres, familiares,  
seres queridos y amigos.

## TRIBUNAL DE GRADUACIÓN



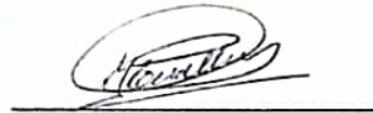
Ing. Holger Cevallos  
SUB-DECANO DE LA FACULTAD  
PRESIDENTE



Ing. Sixifo Falcones  
DIRECTOR DEL TOPICO



Ing. Alberto Manzur H.  
VOCAL PRINCIPAL



Ing. Holger Cevallos U.  
VOCAL PRINCIPAL

## DECLARACIÓN EXPRESA

“La responsabilidad del contenido de esta Tesis de Grado, nos corresponden exclusivamente; y el patrimonio intelectual de la misma a la ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL”

(Reglamento de Graduación de la ESPOL).

José Acosta V.

José Gabriel Acosta Véliz

César

César Leonardo Rodríguez Eugenio

Alex Romero V.

Alex David Romero Vera

## RESUMEN

Este proyecto se enfoca en la compensación de un sag y swell del 50% del voltaje nominal mediante el restaurador dinámico de voltaje (DVR). El DVR es un compensador serie que inyecta un voltaje de compensación a través de un transformador trifásico; su devanado secundario se conecta en serie con la línea de alimentación y el devanado primario a un convertidor trifásico

El convertidor trifásico usa un módulo de interruptores de electrónica de potencia de estado sólido IGBT de la serie IRAMY20UP60B del fabricante International Rectifier que es controlado por un procesador digital de señales (DSP), modelo TMS320F2812 del fabricante Texas Instrument.

La técnica usada para el control de disparos del módulo IGBT es la modulación sinusoidal por ancho de pulsos. Se presenta la simulación en lazo cerrado con un controlador proporcional integral (PI) y los resultados de la compensación en la implementación en lazo abierto del control del DVR.

# ÍNDICE GENERAL

AGRADECIMIENTO.....	II
DEDICATORIA.....	III
TRIBUNAL DE GRADUACIÓN.....	IV
DECLARACIÓN EXPRESADA.....	V
RESUMEN.....	VI
ÍNDICE GENERAL.....	VII
ABREVIATURAS.....	XIII
SIMBOLOGÍA.....	XV
ÍNDICE DE FIGURAS.....	XVIII
ÍNDICE DE TABLAS.....	XXIV
INTRODUCCIÓN.....	1

## CAPÍTULO 1

1. Conceptos de Calidad de Energía.....	2
1.1. Introducción.....	2
1.2. Calidad de Energía.....	3
1.3. Disturbios (puntos) de estudio de la calidad de energía eléctrica .....	5
1.3.1. Origen de los problemas de calidad de energía .....	6
1.4. Transitorios.....	7

1.4.1. Transitorio impulsivo.....	8
1.4.2. Transitorio oscilatorio.....	9
1.5. Variaciones de corta duración.....	10
1.5.1. Interrupción.....	10
1.5.2. Depresión de tensión (SAG).....	11
1.5.3. Elevación de tensión (SWELL).....	12
1.6. Variaciones de larga duración.....	13
1.6.1. Interrupción sostenida.....	13
1.6.2. Subtensión.....	14
1.6.3. Sobretensión.....	14
1.7. Desequilibrio de tensión.....	15
1.8. Distorsión de forma de onda.....	16
1.8.1. Armónicos.....	16
1.8.2. Corte.....	17
1.8.3. Ruido.....	17
1.9. Fluctuación de tensión.....	18
1.9.1. Fluctuaciones de tensión (FLICKER).....	19
1.10.Principales compensadores estáticos.....	20
1.11.Estándares de la IEEE.....	25

## CAPÍTULO 2

2. Funcionamiento de un DVR.....	28
----------------------------------	----



2.1. Introducción.....	28
2.2. Descripción de operación.....	29
2.3. Características generales.....	31
2.3.1. Elementos constitutivos.....	34
2.3.2. Principio de operación.....	38
2.3.3. Aplicaciones en la industria .....	42
2.4. Diferencias entre un DVR real y un ideal.....	43
2.5. Aplicación específica del DVR diseñado.....	44
2.5.1. Mitigación de SAGS.....	44
2.5.2. Mitigación de SWELLS.....	44
 CAPÍTULO 3	
3. Principios de Convertidores PWM.....	45
3.1. Convertidores DC-DC.....	45
3.1.1. Reductor (Buck).....	47
3.1.2. Elevador (Boost).....	48
3.1.3. Modelos.....	49
3.1.3.1. De gran señal.....	49
3.1.3.2. De pequeña señal.....	51
3.2. Convertidores Trifásicos.....	52
3.2.1. Inversor PWM.....	53
3.2.2. Rectificador PWM.....	55
3.2.3. Modulación Sinusoidal.....	57

3.2.4. Modelos.....	60
3.2.5. Controlador.....	62
3.2.5.1. Transformada de Park.....	62
3.2.5.2. Controlador PI.....	64
3.2.5.3. Control de Fase (PLL).....	66
3.2.5.4. Control de Amplitud.....	67
3.3. Diseño del Convertidor para un DVR.....	68
3.3.1. Especificaciones.....	69
3.3.2. Cálculo de componentes.....	70
3.3.2.1. Cálculo de Inductancia.....	71
3.3.2.2. Cálculo de Capacitancia.....	71
3.3.2.3. Cálculo de Elementos Semiconductores.....	72
3.3.3. Simulaciones del convertidor diseñado.....	74

## CAPÍTULO 4

4. Diseño de Controladores Digitales.....	78
4.1. Principio de funcionamiento.....	78
4.2. Ventajas y Desventajas.....	80
4.3. Procesador digital de señal.....	82
4.3.1. Ventajas sobre Microcontroladores.....	83
4.3.2. La Familia TMS320C2000.....	84
4.3.3. Tarjeta eZdsp.....	85

4.4. Herramientas de Matlab.....	86
4.4.1. Simulink.....	86
4.4.2. PLECS.....	88
4.4.3. Target for TI C2000.....	89
4.5. Comunicación entre un DSP y un PC.....	91
4.5.1. Configuración del Puerto paralelo del PC.....	91
4.5.2. Trabajando paso a paso con el DSP.....	93
4.6. Diseño, simulación e implementación del control para un DVR .....	94
4.6.1. Especificaciones.....	94
4.6.2. Cálculo de parámetros importantes del controlador.....	95
4.6.3. Control mediante bloques en Simulink.....	100
4.6.4. Implementación del control en el DSP.....	104
DESCRIPCIÓN DE LA IMPLEMENTACIÓN Y RESULTADOS.....	111
CONCLUSIONES.....	127
RECOMENDACIONES.....	129
PROYECTO FUTURO.....	129
BIBLIOGRAFÍA.....	130
ANEXOS.....	132
ANEXO A: PLAN DE ACTIVIDADES.....	133
ANEXO B: ESQUEMÁTICOS.....	135

ANEXO C: HOJAS DE ESPECIFICACIONES.....	141
ANEXO D: IMPRESO DE TARJETAS.....	143
ANEXO E: ANÁLISIS DE COSTO.....	147

## ABREVIATURAS

AC	Corriente Alterna
ADC	Convertidor análogo – digital
CEE	Calidad de la Energía Eléctrica
DAC	Convertidor digital – análogo
DC	Corriente Directa
DSP	Procesador digital de señales
DSTATCOM	Compensador Estático de Distribución
DVR	Restaurador Dinámico de Voltaje
fs	Frecuencia de conmutación
GTO	Tiristores de desactivación por compuerta
Hz	Hertz
IEEE	Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos
IGBT	Transistor bipolar de puerta aislada
IQN	Número entero con Q decimales
Ki	Constante de integración
MATLAB	Laboratorio de matrices
p.u.	Por Unidad
PCB	Tarjeta de circuito impreso
PI	Controlador proporcional integral
PLECS	Simulación de Circuitos Lineales Eléctricos

PLL	Lazo de seguimiento o enganche de fase
PM	Margen de fase
PQ	Calidad de la Potencia (Power Quality)
PWM	Modulación por ancho de pulsos
Rms	Valor eficaz
Sag	Depresión de tensión
SCR	Rectificadores de silicio controlado
SPWM	Modulación por ancho de pulsos (técnica senoidal)
Swell	Salto de tensión
THD	Distorsión Total de Armónicos
TI	Texas Instruments
Ts	Período de conmutación
UPS	Sistema de Potencia Ininterrumpible
VA	Voltios Amperios
VDC	Voltaje en el lado DC

## SIMBOLOGÍA

C	Capacitancia
D	Ciclo de trabajo
IDC	Corriente DC
IL	Corriente de la carga
Is	Corriente de la fuente
IMAX	Corriente máxima
IMOD	Corriente moduladora
THD	Distorsión total armónica
fs	Frecuencia de conmutación
fc	Frecuencia de corte
Cos( $\Theta$ )	Función coseno
Gc	Función del controlador
Sen( $\Theta$ )	Función seno
M	Índice de modulación
L	Inductancia
Lmin	Inductancia mínima
PM	Margen de fase
Ts	Período de Conmutación
P	Potencia activa
PD	Potencia disipada en el IGBT

$Q$	Potencia reactiva
$R$	Resistencia
$R_L$	Resistencia de la carga
$\Delta I_L$	Rizado pico a pico de la corriente
$\Delta V_o$	Rizado pico a pico de voltaje
$X_q$	Señal de desfase en el marco rotacional
$X_d$	Señal de magnitud en el marco rotacional
$\alpha$	Señal moduladora alfa
$\beta$	Señal moduladora beta
$S$	Interruptor apagado o abierto
$t$	Tiempo
$\omega$	Velocidad angular
$V_{DC}$	Voltaje DC
$V_{in}$	Voltaje de entrada
$V_s$	Voltaje de la fuente trifásica
$V_{out}$	Voltaje de salida o voltaje en la carga
$V_L$	Voltaje en la carga
$V_a$	Voltaje en la fase a
$V_b$	Voltaje en la fase b
$V_c$	Voltaje en la fase c
$V_{ab}$	Voltaje entre líneas a y b
$V_{bc}$	Voltaje entre líneas b y c



$V_{ca}$	Voltaje entre líneas c y a
$V_{MAX}$	Voltaje máximo
$V_{LMAX}$	Voltaje máximo en el inductor
$V_{MOD}$	Voltaje modulador

# ÍNDICE DE FIGURAS

## Capítulo 1

Figura 1.1	Transitorio Impulsivo .....	8
Figura 1.2	Transitorio Oscilatorio.....	9
Figura 1.3	Interrupción de Energía.....	11
Figura 1.4	Depresión de Tensión.....	12
Figura 1.5	Elevación de Tensión.....	13
Figura 1.6	Desequilibrio de Tensión.....	15
Figura 1.7	Armónicos y Distorsión de forma de onda.....	16
Figura 1.8	Corte de Tensión .....	17
Figura 1.9	Ruido Eléctrico.....	18
Figura 1.10	Fluctuaciones de tensión (Parpadeo).....	19
Figura 1.11	Filtros Pasivos .....	21
Figura 1.12	Filtro Activo de Potencia .....	22
Figura 1.13	Diagrama de un D-STATCOM.....	23
Figura 1.14	Diagrama de un DVR .....	23
Figura 1.15	Diagrama de un UPS - Partes constitutivas .....	25

## Capítulo 2

Figura 2.1	Operación del DVR.....	30
Figura 2.2	Elementos que forman un DVR .....	35
Figura 2.3	Representación del DVR en operación.....	39
Figura 2.4	Diagrama de bloques de control del DVR en lazo abierto .....	41

## Capítulo 3

Figura 3.1	Esquema básico de convertidor DC-DC.....	46
Figura 3.2	Tiempos de operación y forma de onda del convertidor DC-DC.....	46
Figura 3.3	Esquema básico del convertidor Buck .....	47
Figura 3.4	Esquema del convertidor Boost .....	48
Figura 3.5	Modelo a gran señal del convertidor reductor.....	50
Figura 3.6	Modelo a gran señal del convertidor elevador.....	50
Figura 3.7	Modelo a pequeña señal del convertidor reductor.....	51
Figura 3.8	Topología estándar de un inversor trifásico (fuente: IGBT, Theory and Design por Vinod Kumar Khanna).....	54
Figura 3.9	Voltaje de salida generado por PWM (fuente:Advanced	

	Modulation Tecniques for Power Converters, Ali Mehrizi-Sani).....	55
Figura 3.10	Topologías básicas de rectificadores PWM trifásicos conmutadas por fuerza: (a) rectificador fuente de corriente (CSR); (b) rectificador fuente de voltaje (VSR) (Fuente: Rashid).....	57
Figura 3.11	Modulación Sinusoidal por ancho de pulsos, SPWM. (fuente:Advanced Modulation Tecniques for Power Converters, Ali Mehrizi-Sani).....	59
Figura 3.12	Esquema de un convertidor PWM.....	60
Figura 3.13	Sistema de referencia trifásico “abc” y “d-q”.....	63
Figura 3.14	Diagrama de bloques de un controlador PI .....	65
Figura 3.15	Forma simple de un PLL .....	67
Figura 3.16	Bloque de control de voltaje.....	68
Figura 3.17	Vista del IRAMY20UP60B (Internacional Rectifier).....	73
Figura 3.18	Conexiones de aplicaciones típicas del IRAMY20UP60B (Internacional Rectifier).....	74
Figura 3.19	Convertidor MODO INVERSOR.....	75
Figura 3.20	Depresión del 50% del voltaje nominal entre 60 a 160 ms.....	75
Figura 3.21	Voltaje de alimentación afectado por un sag de 0.5 p.u.....	76

Figura 3.22	Voltaje compensado en la carga para un sag.....	76
Figura 3.23	Corriente en la carga al corregir un sag.....	76
Figura 3.24	Voltaje de alimentación afectado por un swell de 0.5 p.u.....	77
Figura 3.25	Voltaje compensado en la carga para un swell.....	77
Figura 3.26	Corriente en la carga al corregir un swell.....	77

## Capítulo 4

Figura 4.1	Sistema de Control Digital.....	79
Figura 4.2	Aplicación del DSP.....	82
Figura 4.3	Diagrama de bloques del uso de dispositivos de la familia TMS320C2000.....	84
Figura 4.4	Diagrama de bloques del eZdsp F2812.....	85
Figura 4.5	Librería de Simulink y espacio de trabajo .....	87
Figura 4.6	Librería PLECS y subsistema PLECS en Simulink .....	88
Figura 4.7	Librerías para la configuración con los distintos procesadores.....	89
Figura 4.8	Librería C28x IQmath.....	90
Figura 4.9	Pantalla principal del SdConfig v3.1 .....	92
Figura 4.10	Pantalla principal F2812 eZdsp CCstudio v3.1.....	93

Figura 4.11	Simulación con variaciones periódicas para identificar la planta DVR.....	96
Figura 4.12	Identificación de la planta DVR.....	96
Figura 4.13	Respuesta de la planta identificada en lazo abierto ante un escalón.....	97
Figura 4.14	Diagrama de Bode de magnitud y fase en lazo abierto.....	98
Figura 4.15	Controlador tipo PI calculado en el SISOTOOL.....	98
Figura 4.16	Diagrama de Bode de magnitud y fase en lazo cerrado .....	99
Figura 4.17	Respuesta de la planta identificada en lazo cerrado ante un escalón.....	99
Figura 4.18	Implementación del controlador PI calculado en la simulación.....	100
Figura 4.19	Ingreso de valores del controlador PI en el bloque Discrete PI controller.....	101
Figura 4.20	Variación del 50 % del voltaje (sag) de la alimentación en el bloque Three phase Programmable Voltage Source.....	101
Figura 4.21	Variación del 50 % del voltaje (sag) de la alimentación en el bloque Three phase Programmable Voltage Source....	102

Figura 4.22	Voltaje compensado en la carga ante un sag.....	102
Figura 4.23	Variación del 50 % del voltaje (swell) de la alimentación en el bloque Three phase Programmable Voltage Source.....	103
Figura 4.24	Variación del 50 % del voltaje (swell) de la alimentación en el bloque Three phase Programmable Voltage Source.....	104
Figura 4.25	Voltaje compensado en la carga ante un swell.....	104
Figura 4.26	Bloques de la Librería TI C2000 utilizados.....	105
Figura 4.27	Programa MODO INVERSOR.....	106
Figura 4.28	Entrada de Señales.....	106
Figura 4.29	Acondicionamiento de Señal (Por Unidad).....	107
Figura 4.30	Control de Magnitud y Fase.....	107
Figura 4.31	Bloque ABC $\rightarrow \alpha\beta$ .....	108
Figura 4.32	Matriz de Desfase.....	108
Figura 4.33	Generador Sinusoidal.....	109
Figura 4.34	Generación PWM.....	110
Figura 4.35	Acondicionamiento de Señal (Porcentaje).....	110

## ÍNDICE DE TABLAS

### Capítulo 1

Tabla 1.1	Estándares internacionales vinculados a la calidad de energía eléctrica .....26
Tabla 1.2	Normas para valorar la Calidad del Suministro de Energía Eléctrica según el IEC .....27

### Capítulo 2

Tabla 2.1	Diferencias entre un DVR real e ideal.....43
-----------	--

### Capítulo 3

Tabla 3.1	Ratings Máximos Absolutos del IRAMY20UP60B.....73
-----------	---

### Capítulo 4

Tabla 4.1	Principales elementos en la simulación, diseño e implementación del DVR.....94
-----------	--



## INTRODUCCIÓN

Con el crecimiento y desarrollo de nuevos equipos electrónicos, las cargas son más sensibles y menos tolerantes a disturbios de voltajes de corta duración, en la forma de depresiones y elevaciones de voltajes. Entre las principales variaciones de voltajes que afectan a los consumidores se encuentran las elevaciones de voltaje o swells, y depresiones de voltaje o sags.

Estos disturbios de voltajes producen interrupciones en los procesos industriales que se reflejan en pérdidas económicas, de tiempo y calidad. Entre los dispositivos de investigación para reducir este tipo de problemas se encuentra el Restaurador Dinámico de Voltaje. El DVR es un compensador serie que inyecta un voltaje de compensación a través de un transformador trifásico, su objetivo es mejorar la calidad y forma de onda del voltaje en la carga.

En este proyecto se muestra la implementación en lazo abierto del controlador del DVR basado en un Procesador Digital de Señales. Las simulaciones presentadas muestran las respuestas del DVR mediante un control de lazo cerrado. Para mejorar la calidad del DVR se propone la implementación de control en lazo cerrado.

# **CAPÍTULO 1**

## **1. CONCEPTOS DE CALIDAD DE ENERGÍA**

El continuo crecimiento de equipos tecnológicos sensibles a las perturbaciones de voltaje, exigen una mejor calidad de energía en todo tipo de procesos industriales. En este capítulo se revisará los conceptos importantes de calidad de energía, el origen de los problemas que la afectan como variaciones, depresiones, elevaciones, interrupciones de voltaje. Además se tratará en forma general algunos equipos dedicados a solucionar estos tipos de disturbios.

### **1.1. Introducción**

La vulnerabilidad de las diferentes cargas a los disturbios de voltaje, sean estas equipos o cualquier elemento electrónico que representen funciones importantes en la línea de de producción, es reflejada en

las grandes pérdidas económicas provocadas por las interrupciones que sufren las industrias.

El producto de pérdidas significativas y graves interrupciones en los procesos han aumentado el interés por la búsqueda de soluciones que ayuden a cargas sensibles no sean afectadas por problemas en la distribución de voltaje. Uno de los problemas más importantes en calidad de energía es la depresión de voltaje o reducción de la magnitud de voltaje que se encuentra entre el 10 y 90% comparado con el voltaje nominal. La mayoría de depresiones de voltaje se encuentran en el 40% del voltaje nominal exhortando al diseño de un compensador que reduzca significativamente las interrupciones en los diferentes procesos.

## **1.2. Calidad de energía**

El término calidad de energía eléctrica (CEE) o PQ por sus siglas en inglés (power quality) puede ser analizado desde varios puntos de vista; tales como [8]:

- Proveedor.
- Consumidor final.

Desde el punto de vista del proveedor, calidad de energía se refiere a la calidad del servicio entregado medido por la capacidad del consumidor de usar la energía recibida en la forma deseada. Esta definición incluye en su fase de estudio temas como regulación de voltaje y frecuencia además de fiabilidad.

Desde el punto de vista del consumidor final, este también centra su estudio en su habilidad de utilizar la energía recibida en la forma deseada, pero puede encerrar temas que pueden ser muchos más específicos incluyendo magnitud y duración de diferentes eventos así como temas concernientes a la forma de onda.

Si se considera que calidad es la satisfacción del consumidor respecto al producto que compra se define a la calidad de energía eléctrica como la energía que el abonado espera obtener del proveedor con tensiones equilibradas, sinusoidales y de amplitudes y frecuencias constantes. Esto quiere decir, que el cliente desea contar con un servicio de buena calidad, costos viables de un funcionamiento adecuado, seguro y confiable para equipos y procesos.

Energía eléctrica de buena calidad dentro de un enfoque basado fundamentalmente en sensibilidad y rendimiento, puede ser conceptualizada como aquella que garantiza el funcionamiento continuo, seguro y adecuado de los equipos eléctricos y de los equipos asociados, sin afectar el medio ambiente o el bienestar de las personas.

### **1.3. Disturbios (puntos) de estudio de la calidad de energía eléctrica**

Los diferentes puntos en los que se enfoca el estudio de calidad de energía eléctrica descansan en los proveedores y consumidores finales, así como los primeros deben brindar un servicio que garanticen el funcionamiento correcto de los dispositivos de los consumidores finales, estos últimos no deben provocar la introducción de disturbios en el voltaje de distribución.

Algunas de las mayores preocupaciones de los proveedores y consumidores respecto a la calidad de energía son:

- ✓ Cargas con pobre factor de potencia.
- ✓ Cargas con armónicos.
- ✓ Interrupciones en la carga.

### **1.3.1. Origen de los problemas de calidad de energía**

Existen varios agentes entre los cuales se resaltan los siguientes:

- Instalación de equipos sensibles en instalaciones nuevas que no fueron diseñadas considerando los posibles problemas de calidad de energía.
- Instalación de sistemas eléctricos y electrónicos altamente sensibles en instalaciones antiguas.
- Instalación de equipos considerados como cargas no lineales.
- Diseño inadecuado de las instalaciones eléctricas y los sistemas de puesta a tierra.
- Planes de protección inadecuados o inexistentes.

Todos estos factores deben ser considerados por los profesionales de la ingeniería eléctrica a cargo de instalaciones para el rediseño de las mismas y acondicionamiento de la alimentación de energía de buena calidad para que los equipos conectados operen en perfectas condiciones.

Todos los inconvenientes en la calidad de energía se generan en fuentes internas o externas, viajan a través de la instalación desde el origen expandiéndose hacia toda ella.

#### **1.4. Transitorios**

Son aquellos cambios inesperados en el sistema de naturaleza momentánea, ya que desaparecen en estado estable de operación.

Las principales fuentes de transitorios son [5]:

- ✓ Descargas atmosféricas.
- ✓ Uso de circuitos de conmutación y compensación de fallas.
- ✓ Maniobras en líneas de transmisión y en interruptores.
- ✓ Conmutación de capacitares.
- ✓ Conmutación de transformadores.

Se los clasifica en dos categorías:

- ✓ Transitorio impulsivo.
- ✓ Transitorio oscilatorio.

### 1.4.1. Transitorio impulsivo

Es de naturaleza unipolar, esto es, positiva o negativa. No provoca cambios en las condiciones de estado estable de voltaje o corriente. Gracias a la falta de frecuencia un transitorio impulsivo es atenuado al recorrer la resistencia presente de los componentes del sistema, presenta subidas y bajadas en muy cortos intervalos de tiempo sin propagarse muy lejos del lugar donde fueron generados.

Estos transitorios son principalmente causados por descargas atmosféricas por lo que también se les llama impulsos atmosféricos, los mismos que como principal efecto pueden causar una falla inmediata en el aislamiento de los equipos y fuentes electrónicas.

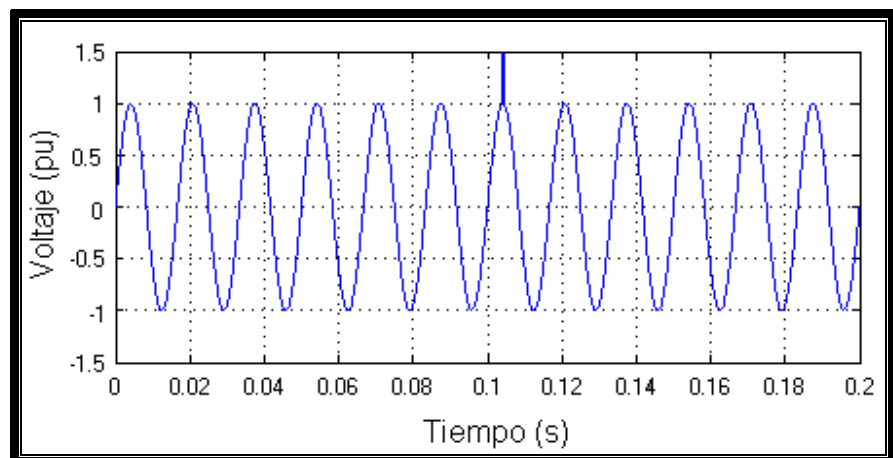


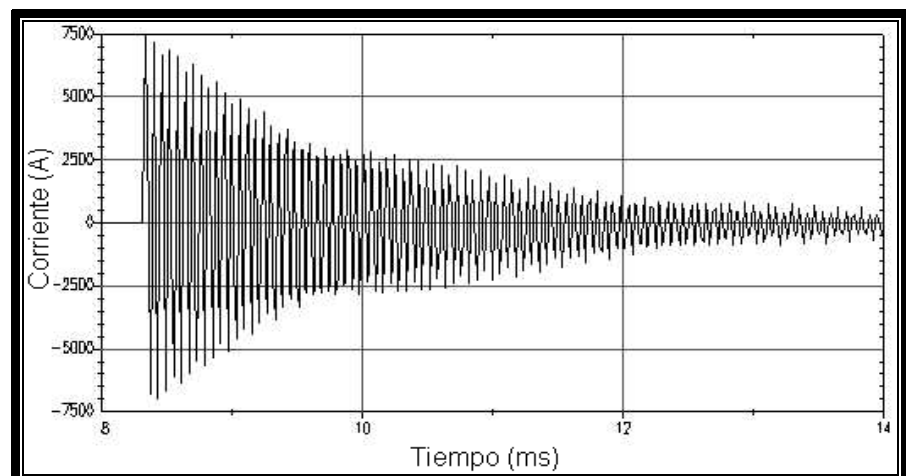
Figura 1.1 Transitorio Impulsivo.



### 1.4.2. Transitorio oscilatorio

Es normalmente de naturaleza bipolar. Posee una o más componentes sinusoidales que consiguen multiplicarse por un periodo decadente. Este transitorio puede tener más de una frecuencia de oscilación dependiendo de la forma en que puedan generarse.

Los transitorios oscilatorios son clasificados de acuerdo a la frecuencia de los mismos. Un transitorio oscilatorio con una frecuencia primaria mayor que 500 KHz es considerado como transitorio de alta frecuencia. Un transitorio con un rango de frecuencia de 5 KHz a 500 KHz es considerado transitorio de mediana frecuencia. Aquel transitorio con frecuencia debajo de los 5 KHz es llamado transitorio de baja frecuencia.



**Figura 1.2** Transitorio Oscilatorio.

## **1.5. Variaciones de corta duración**

Son aquellas variaciones en el suministro de voltaje que no exceden 1 minuto de duración. Se originan por las fallas de un sistema eléctrico, energización de grandes bloques de carga. Dependiendo de la localización de la falla y de las condiciones de operación del sistema, la falla puede ocasionar elevación de tensión (Swell), depresión de tensión (Sag) o una interrupción [3].

### **1.5.1. Interrupción**

Una interrupción se caracteriza por ser un decremento de la tensión de alimentación a un valor menor que 0,1 [p.u] por un período de tiempo de 0,5 ciclos a un minuto. Las mismas casi siempre causan daño o mal funcionamiento de los equipos electrónicos.

Una interrupción puede ser resultado de fallas en el sistema eléctrico, fallas de los equipos o el mal funcionamiento de los sistemas de control. La duración de la interrupción debido a fallas en el sistema está determinada por los eventos que generan la falla.

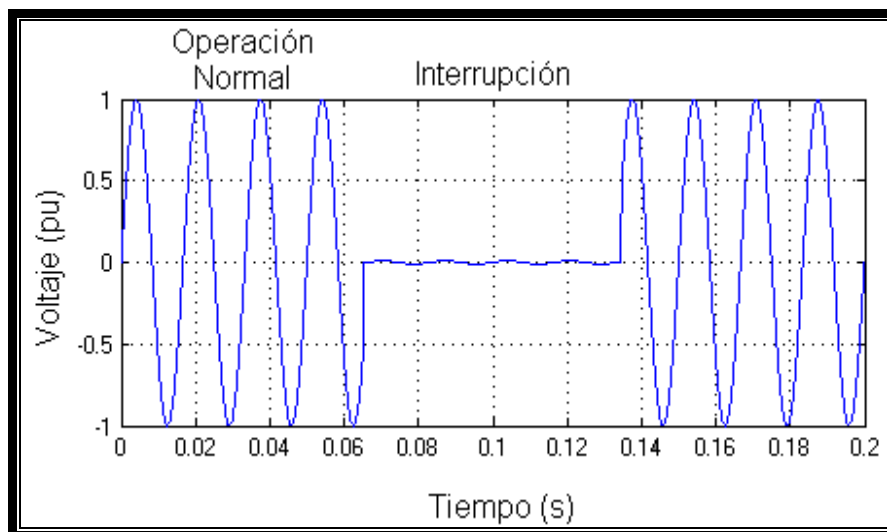
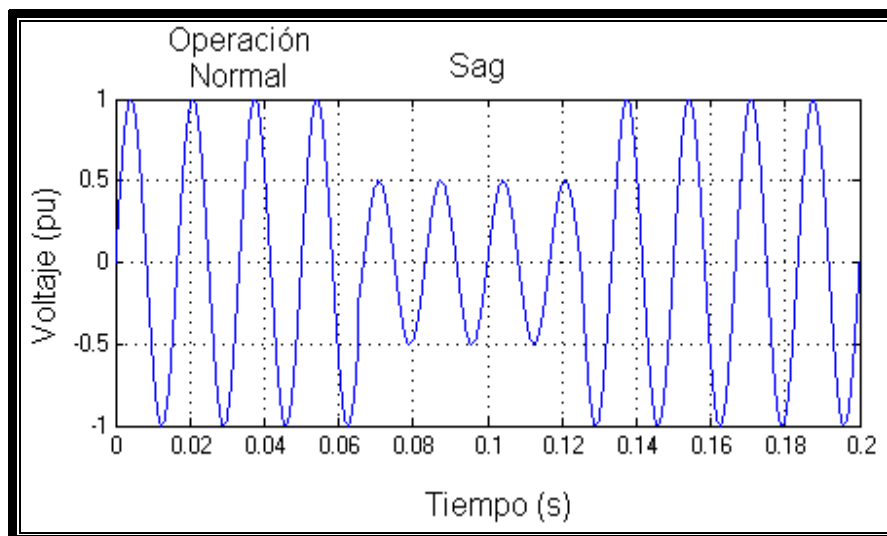


Figura 1.3 Interrupción de Energía.

### 1.5.2. Depresión de tensión (SAG)

La depresión de tensión se define como una reducción del valor eficaz de la tensión al orden de 0,1 a 0,9 [p.u.], con una duración entre 0,5 ciclos a 1 minuto. Por lo general, está asociada a fallas del sistema, pero también puede ser producida por la entrada de grandes bloques de carga o arranque de grandes motores, puede provocar la parada de equipos electro – electrónicos y la interrupción de los procesos productivos.



**Figura 1.4** Depresión de Tensión.

### 1.5.3. Elevación de tensión (SWELL)

La elevación de tensión se caracteriza por el incremento del valor eficaz de la tensión en el orden de 1,1 a 1,8 [p.u.] con una duración entre 0,5 ciclos a 1 minuto. La elevación de tensión es generalmente asociada a condiciones de falla desequilibrada en el sistema, salida de grandes bloques de carga y entrada de bancos de capacitores. Puede causar degradación y falla inmediata del aislamiento de los equipos y fuentes electrónicas, quema de varistores y de diodos zener.

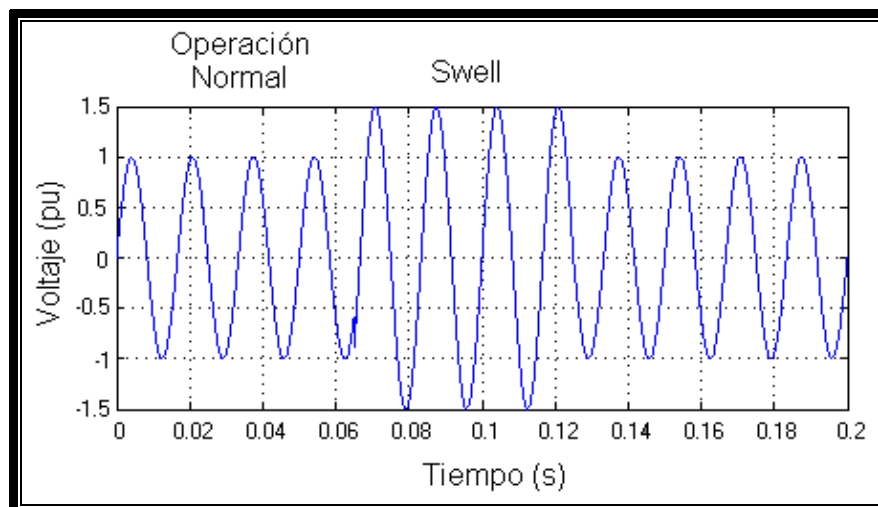


Figura 1.5 Elevación de Tensión.

## 1.6. Variaciones de larga duración

Son aquellas variaciones del valor eficaz de la tensión durante un tiempo superior a 1 minuto. Son consideradas como disturbios de régimen permanente.

### 1.6.1. Interrupción sostenida

Se denomina interrupción sostenida cuando la tensión de alimentación se reduce al valor de cero por un periodo de tiempo superior a 1 minuto. Debido a su naturaleza permanente requieren intervención manual para reparación o restablecimiento de la energía eléctrica del sistema.

### **1.6.2. Subtensión**

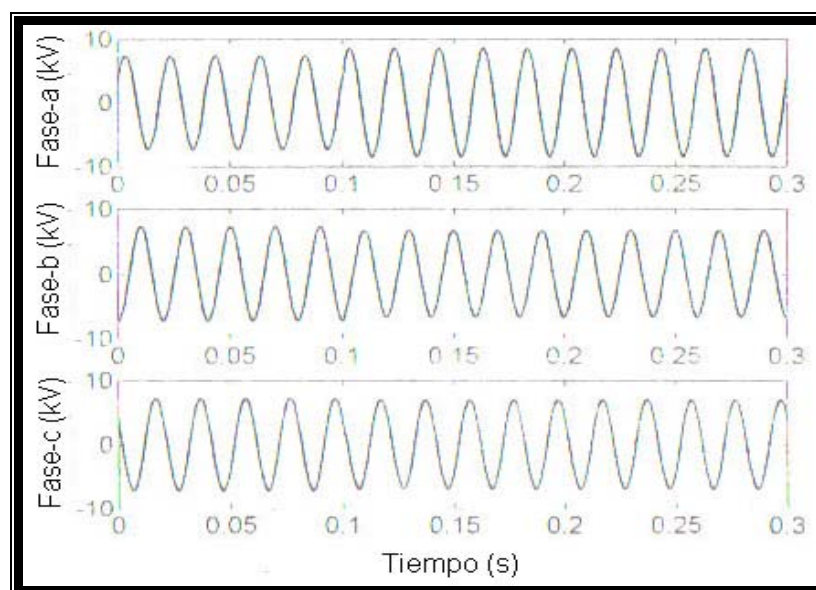
Las subtensiones son caracterizadas por la reducción del valor eficaz de la tensión de 0,8 a 0,9 [p.u.] por un período de tiempo superior a 1 minuto. Son producidas por la entrada de carga o salida de bancos de capacitores, esto hace que los equipos de regulación de tensión del sistema actúen y retornen la tensión a sus límites normales. Las subtensiones también pueden ser causadas por sobrecargas en los alimentadores. Las mismas que causan un aumento en las pérdidas en los motores de inducción, parada de la operación de dispositivos electrónicos y mal funcionamiento de los sistemas de mando de motores.

### **1.6.3. Sobretensión**

Las sobretensiones son definidas como el aumento del valor eficaz de la tensión de 1,1 a 1,2 [p.u.] durante un periodo de tiempo superior a 1 minuto. Generalmente las sobretensiones se originan en la salida de grandes bloques de carga, entrada de bancos de capacitores y también al ajuste incorrecto de los taps de los transformadores.

### 1.7. Desequilibrio de tensión

En este caso los voltajes de las tres fases de alimentación no son de igual magnitud. Se define como la razón entre la componente de secuencia negativa y la componente de secuencia positiva. La tensión de secuencia negativa en los sistemas de potencia es el resultado del desequilibrio de carga lo cual causa un flujo de corriente de secuencia negativa. Un desequilibrio de tensión puede ser estimado como el máximo desvío de la media de las tensiones de las tres fases dividido por la media de las tensiones, expresado en forma de porcentaje. La principal causa de desequilibrio de tensión se debe a la conexión de cargas monofásicas en circuitos trifásicos; anomalías en bancos de capacitores.



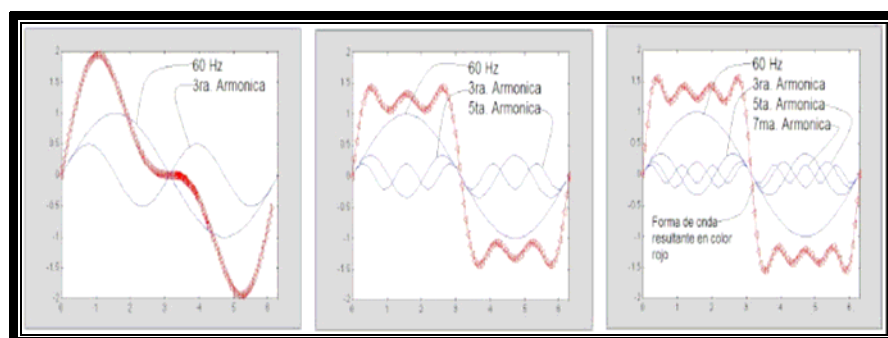
**Figura 1.6** Desequilibrio de Tensión.

## 1.8. Distorsión de forma de onda

La distorsión de forma de onda es la desviación en estado estable de la forma de onda de tensión o de corriente en relación a una señal sinusoidal pura. Ésta es causada por la operación de equipos no lineales como rectificadores y hornos de arco eléctrico.

### 1.8.1. Armónicos

Los armónicos son corrientes y voltajes sinusoidales que tienen una frecuencia igual a un múltiplo entero de la frecuencia fundamental (frecuencia a la cual el sistema está diseñado para operar, generalmente 50 Hz o 60 Hz). Las formas de onda distorsionadas pueden ser descompuestas en una suma de la frecuencia fundamental y las frecuencias armónicas asociadas.



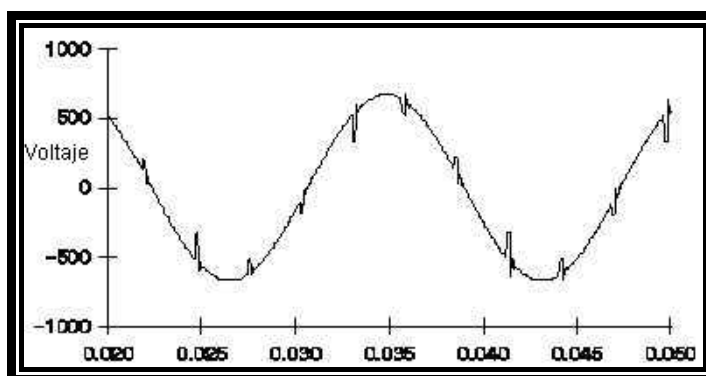


**Figura 1.7** Armónicos y Distorsión de forma de onda.

### 1.8.2. Corte

Se denomina Corte al disturbio periódico de la tensión normal de los equipos que utilizan electrónica de potencia, cuando la corriente es conmutada de una fase a otra. Durante este período ocurre un corto circuito entre las dos fases.

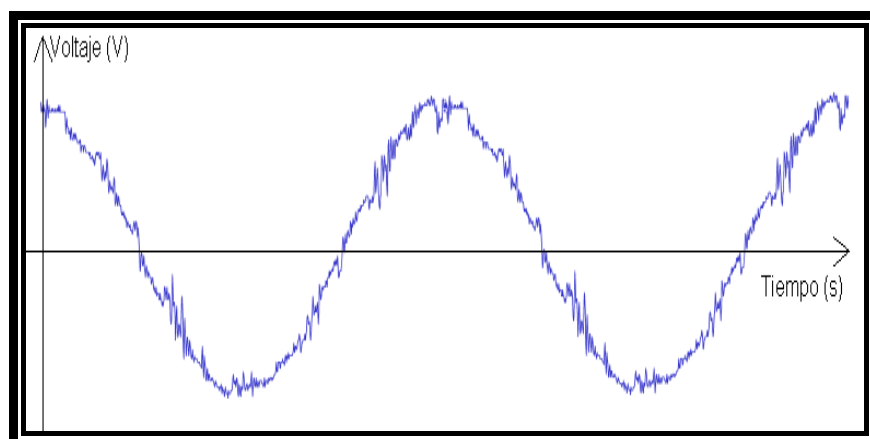
Si el efecto de corte ocurre continuamente (estado permanente), este puede ser caracterizado a través del espectro armónico. La principal fuente de cortes de tensión son los convertidores trifásicos.



**Figura 1.8** Corte de tensión.

### 1.8.3. Ruido

Ruido es una señal indeseable, como espectro de frecuencia amplia, menor que 200 [kHz], de baja intensidad, superpuesto a la corriente o tensión en los conductores de fase, o encontrado en los conductores de neutro. Normalmente este tipo de interferencia es resultado de operaciones defectuosas, de equipos, instalación inadecuada de componentes en el sistema por las empresas suministradoras o por los usuarios y por los aterrizamientos inadecuados.



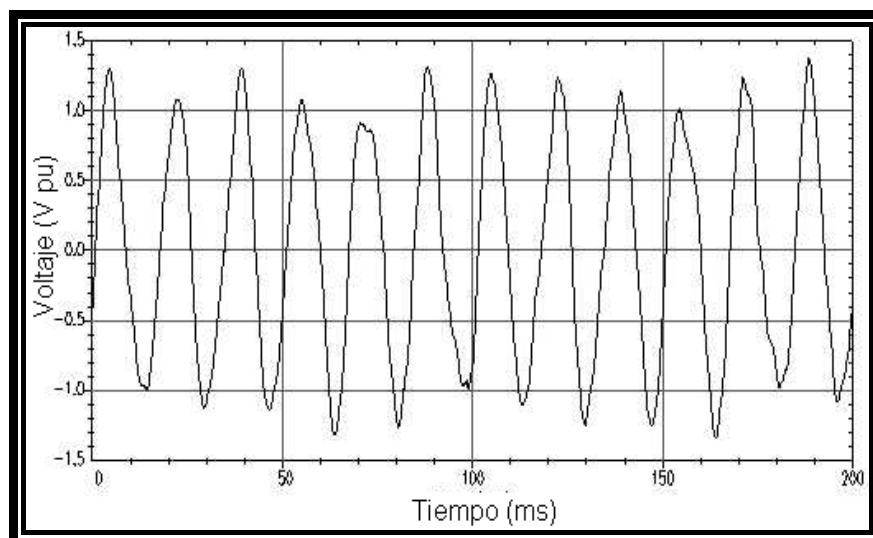
**Figura 1.9** Ruido Eléctrico.

### **1.9. Fluctuación de tensión**

Las fluctuaciones de tensión son variaciones sistemáticas aleatorias de la magnitud de la tensión, las cuales normalmente exceden el límite especificado de 0,95 a 1,05 p.u.

### 1.9.1. Fluctuaciones de tensión (FLICKER)

El flicker o parpadeo de la luz (del inglés: to flicker = parpadear, titilar) se define como “impresión subjetiva de fluctuación de la luminancia” es una variación rápida y cíclica del voltaje, que causa una fluctuación correspondiente en la luminosidad de las lámparas a una frecuencia detectable por el ojo humano.



**Figura 1.10** Fluctuaciones de tensión (Parpadeo).

Es un fenómeno de origen fisiológico visual que sufren los usuarios de lámparas alimentadas por una fuente común a iluminación y a una carga perturbadora. Normalmente las variaciones de tensión que provocan el flicker poseen una amplitud inferior a 1 % y la frecuencia de ocurrencia de falla de 0 a 30 Hz. La molestia del parpadeo se pone de manifiesto en las lámparas de baja tensión. Por el contrario, las cargas perturbadoras pueden encontrarse conectadas a cualquier nivel de tensión. En el origen de este fenómeno están las fluctuaciones bruscas de la tensión de red.

Principalmente el flicker es el resultado de fluctuaciones rápidas de pequeña amplitud de la tensión de alimentación, provocadas por:

- ✓ Variación fluctuante de potencia que absorben diversos receptores: hornos de arco, máquinas de soldar, motores, etc.
- ✓ Alimentación o desconexión de cargas importantes: arranque de motores, maniobra de baterías de condensadores, etc.

### 1.10.Principales compensadores estáticos

Entre los principales equipos diseñados para compensar los problemas de calidad de energía eléctrica, mencionaremos los siguientes:

✓ **Filtros Pasivos.-** Se denomina así a cualquier combinación de elementos pasivos (R, L y C) diseñados para dejar pasar una serie de frecuencias. En los sistemas de comunicaciones se emplean filtros para dejar pasar solo las frecuencias que contengan la información deseada y eliminar las restantes. Los filtros son usados para dejar pasar solamente las frecuencias que pudieran resultar ser de alguna utilidad y eliminar cualquier tipo de interferencia o ruido ajeno a ellas.

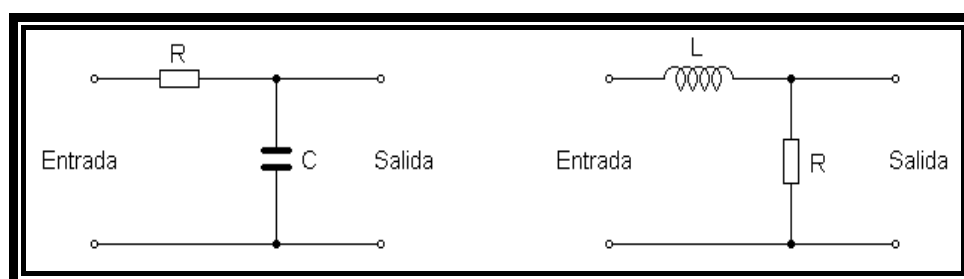


Figura 1.11 Filtros Pasivos.

✓ **Filtros Activos.-** Los Filtros Activos de Potencia (APF) compensan no solo los armónicos de corriente producidos por cargas distorsionantes sino también para compensar potencia

reactiva y desbalances introducidos por cargas no lineales o fluctuantes [8]. Estas cargas no lineales conectadas a la red consumen corrientes que no son sinusoidales, aplicadas a una red eléctrica de impedancia no nula, producen una distorsión en la forma de la tensión en los puntos de conexión de los equipos. El propósito de un filtro activo es el de reducir los dos problemas anteriores; de forma que la corriente que circule por la red eléctrica sea sinusoidal y que la tensión aplicada a las cargas también lo sea.

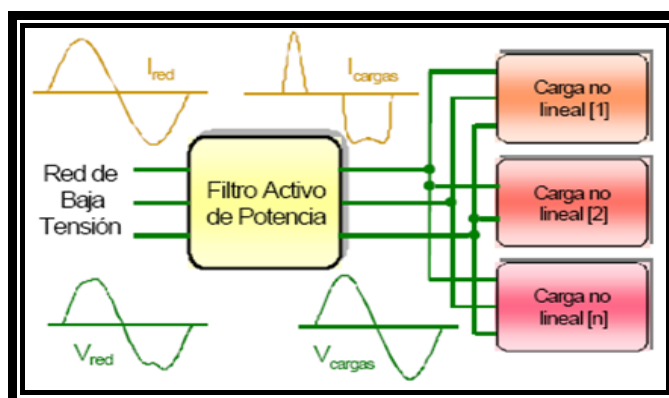


Figura 1.12 Filtro Activo de Potencia.

✓ **DSTATCOM (Distributed Static Compensator).**- Protege y compensa los problemas ocasionados por la utilización del sistema de Transmisión y Distribución de SAG's de Tensión y/o FLICKERS causados por la variación rápida de la demanda de corriente reactiva. En aplicación, un DSTATCOM inyecta o absorbe Potencia Reactiva para lograr la estabilidad del sistema durante eventos transientes.

En la mayoría de aplicaciones, un DSTATCOM, puede usar sus capacidades significativas de corto plazo transiente de sobrecarga para reducir el tamaño de la compensación necesitada por el sistema para manejar eventos transientes.

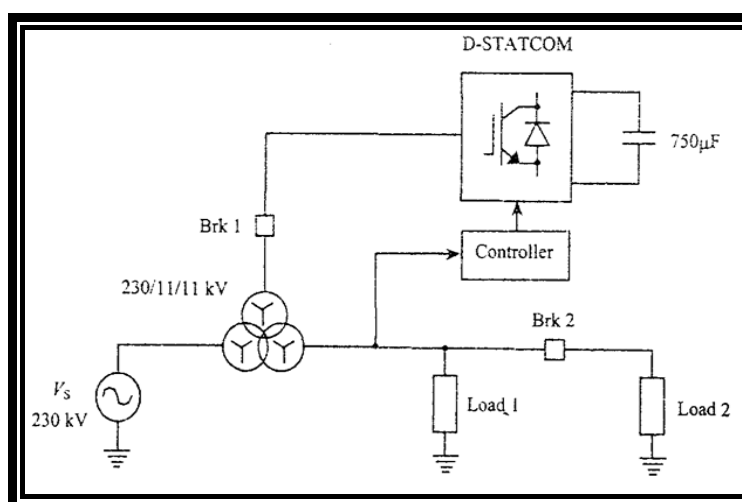


Figura 1.13 Diagrama de un D-STATCOM.

✓ **DVR (Dynamic Voltage Restorer – Restaurador dinámico de voltaje).**- Es un tipo de compensador estático en serie que se encarga de minimizar sags y swells que afectan a los equipos electrónicos sensibles, controla el voltaje aplicado a la carga inyectando un voltaje que compensa la amplitud, frecuencia y ángulo de fase a la línea de distribución [4].

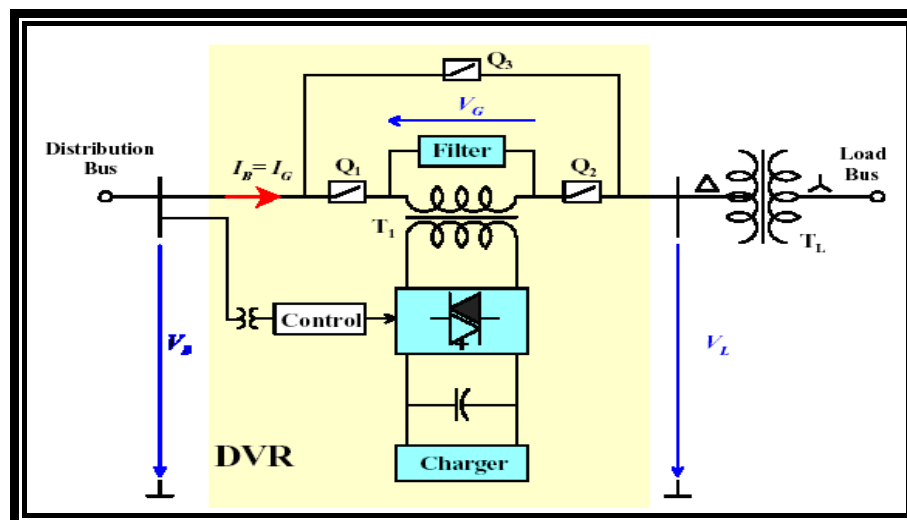


Figura 1.14 Diagrama de un DVR.

Actúa como filtro entre la carga y la línea de distribución, facilitando una recepción limpia y continua de energía. Protegen y aíslan al consumidor final de transientes y disturbios causados por la fuente.

Este compensador serie es el tema de investigación en esta tesis, con una elevación y depresión de tensión del 50 % del voltaje nominal se ha realizado un control de lazo abierto para que compense el voltaje y la carga no sea afectada. En los siguientes capítulos se profundiza el DVR con sus elementos, operación y resultados.

✓ **UPS (UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLY).**- Este tipo de compensador cubre un rango de equipos de estado sólido, el cual puede ser conectado entre la entrada principal de distribución y la



carga crítica para proteger contra interrupciones de suministro incluyendo fallas principales [2].

Debido a que estos sistemas son llamados de estado sólidos son generalmente descritos como un sistema estático UPS opuesto a sistemas rotatorios, los cuales están basados en motores. Están conformados principalmente por: un rectificador cargador de baterías, un banco de baterías y un convertidor estático.

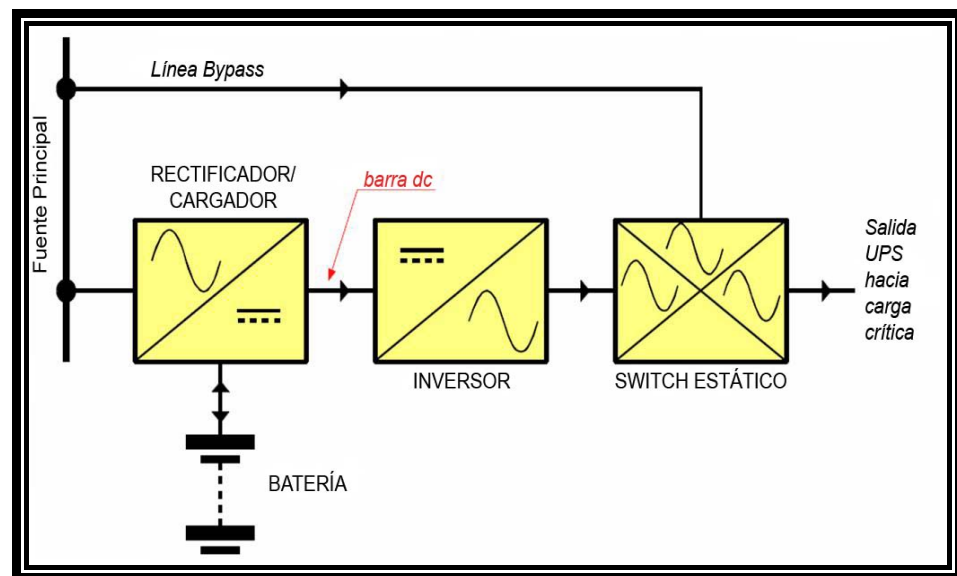


Figura 1.15 Diagrama de un UPS - Partes constitutivas.

### 1.11. Estándares de la IEEE

La IEEE ha producido numerosos estándares relacionados a los fenómenos vinculados con la calidad de energía eléctrica. De aquellos estándares, uno de los más apropiados a equipos de electrónica de potencia es el estándar IEEE 519-1992. Este estándar consiste en una recomendación práctica, es decir, que la información contenida dentro de la misma representa un conjunto de recomendaciones más que requerimientos [8].

Perturbación	Categoría de normalización	Estándares IEEE	Estándares IEC
<b>Huecos de tensión</b>	Ambiente/compatibilidad	IEEE 1250	IEC 61000-2-4
	Emisión/Límites de inmunidad	IEEE P 1346	IEC 61000-3-3/5(555)
	Pruebas y Medidas	Ninguna	IEC 61000-4-1/11
	Instalación/Mitigación	IEEE 446,1100, 1159	IEC 61000-5-X
	Apertura del fusible	IEEE 242(Protección)	IEC 364
<b>Transitorios y sobretensiones</b>	Ambiente/compatibilidad	IEEE/ANSI C62.41	IEC 61000-2-5
	Emisión/Límites de inmunidad	Ninguna	IEC 61000-3-X
	Pruebas y Medidas	IEEE/ANSI C62.45	IEC 61000-4-1/2/4/5/12
	Instalación/Mitigación	C62 series, 1100	IEC 61000-5-X
	Ruptura de aislamiento	Ninguna	IEC 664

**Tabla 1.1** Estándares internacionales vinculados a la calidad de energía eléctrica.

En el contexto internacional existen dos normas que establecen los límites armónicos para sistemas eléctricos:

- IEEE, “IEEE – Standard – 519 -1992, Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems”, New York, NY, 1993. Las normas estadounidenses con respecto a los armónicos han sido agrupadas por la IEEE en la norma 519: IEEE Recomendaciones Prácticas y Requerimientos para el Control de armónicas en Sistemas Eléctricos de Potencia [1].

- IEC 1000-3-2, “Limits for Harmonic Current Emissions”, International Electrotechnical Commission Standard”, Mar – 1995

La distorsión armónica total: THD (Total Harmonic Distortion) ( IEEE 519- 1992) representa la distorsión debida a todos los armónicos presentes en una señal. Es definida como un porcentaje de la frecuencia fundamental, se la representa por la formula:

$$THD = \sqrt{\frac{\text{Sumatoria de los Cuadrados de las Amplitudes de todos los armónicos de la Señal}}{\text{Cuadrado de la Amplitud de la Frecuencia Fundamental}}} \cdot 100\%$$

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} C_n^2}{C_1^2}} \cdot 100\% = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} C_n^2}}{C_1} \cdot 100\%$$

(1.1)

Las normas IEC se emplean generalmente en los países de la Comunidad Europea (CENELEC) por lo que se ajustan a los equipos vendidos en Europa. La aplicación en el resto de los países varía según la región.

<b>Normas para valorar la Calidad del Suministro de Energía Eléctrica</b>	<b>Fenómenos perturbadores</b>
IEC 60050-161 IEC 61000-2-1 IEC 61000-3-2 IEC 61000-3-6 IEC 61000-3-7 IEC 61000-4-7 IEC 61000-4-13 IEC 61287-2-TS IEC 61642 IEC 61786	Armónicos. Interarmónicos. Fluctuaciones de tensión. Caídas de voltajes e interrupciones cortas del suministro. Desbalances de tensión. Señales principales. Variaciones de frecuencia. Componentes de cd en los sistemas de ca

**Tabla 1.2** Normas para valorar la Calidad del Suministro de Energía Eléctrica según el IEC.

# **CAPÍTULO 2**

## **2. FUNCIONAMIENTO DE UN DVR**

El DVR es un dispositivo de potencia que se lo usa con mucha frecuencia para mitigar depresiones de voltaje. Para comprender como actúa este resaturador de voltaje, en este capítulo se detalla su principio de operación, los elementos que lo constituyen, sus características y cómo realiza las compensaciones de voltaje.

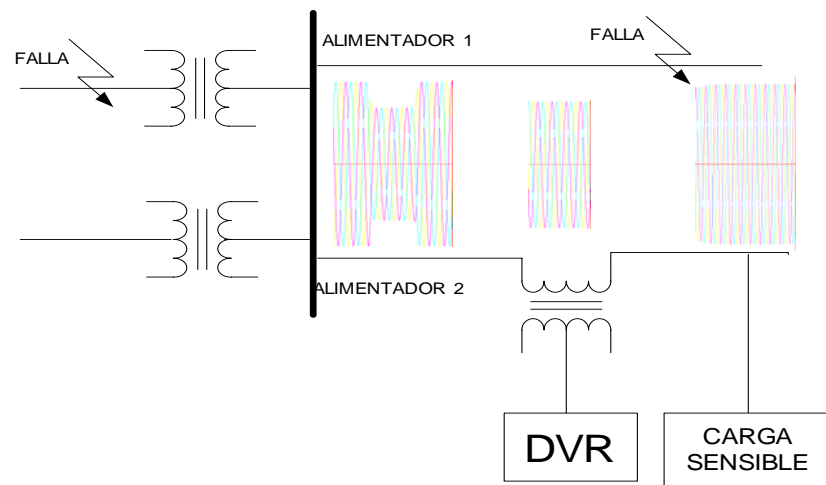
### **2.1. Introducción**

Las variaciones cortas de voltaje afectan muy poco a usuarios finales, si éstas son temporales causan daño especialmente a los clientes industriales y comerciales; el Restaurador Dinámico de Voltaje (DVR) es una solución para este caso.

El DVR juega un papel importante en sofisticados equipos electrónicos sensibles asegurando su continuo funcionamiento. Reduce el tiempo de apagado o interrupción de los equipos, ahorrando tiempo y dinero. La efectividad del DVR se refleja en la eliminación de sags y swells, mejorando la calidad de energía.

## **2.2. Descripción de Operación**

El DVR es un compensador serie basado en un convertidor electrónico de potencia que protege cargas críticas de disturbios en el voltaje de alimentación. El DVR compensa depresiones y elevaciones de tensión inyectando un voltaje serie mediante un transformador de inyección de voltaje. La amplitud y fase de este voltaje es determinado por la comparación entre una señal de voltaje de referencia y el voltaje sensado en la alimentación. El voltaje serie es generado por un inversor de voltaje y sintetizado por medio de modulación de ancho de pulsos. Cierta cantidad de energía reactiva y real requiere el DVR para inyectar un apropiado voltaje serie [4]. En la figura 2.1 se muestra un diagrama unifilar que representa la operación simplificada del DVR.



**Figura 2.1** Operación del DVR

El grado de exactitud del voltaje de salida del DVR depende del comportamiento dinámico y cuan exacto sea el esquema de la síntesis del voltaje por modulación de ancho de pulsos y el sistema de control adoptado. La implementación actual del DVR usa inversores y provoca problemas adicionales como la inyección de frecuencias de conmutación, para eliminar este problema se coloca un filtro pasivo LC a la salida del inversor.

El voltaje del DVR se inyecta con un transformador trifásico en serie con la línea de distribución. El voltaje generado por el inversor pasa por el filtro pasivo LC y se conecta al devanado de alta tensión. El devanado de baja tensión es conectado en serie con la línea de

distribución. Por lo tanto, por el DVR circulará la máxima corriente que se produzca en la línea.

### **2.3. Características generales**

El DVR es un dispositivo no lineal debido a la presencia de interruptores semiconductores de potencia en el puente del inversor. La característica dinámica del DVR está determinada por el filtro LC y el tipo de carga conectada. Aunque el filtro se diseñe, el tipo de carga puede variar desde una lineal invariante al tiempo a una no lineal con variación al tiempo. Producto de esta complejidad, en los diferentes ensayos de diferentes autores asumen una carga lineal de impedancia constante con el propósito de diseñar el controlador que haga robusto en su funcionamiento al DVR, de la misma manera en este proyecto se ha escogido una carga resistiva constante.

En la mayoría de correcciones de sags, el DVR inyecta potencia activa en la línea de distribución durante el periodo de compensación. Sin embargo, la capacidad de la unidad de almacenamiento de energía puede convertirse en un factor limitante durante la compensación especialmente de sags de larga duración.



Un requisito general del esquema de control del DVR es obtener una forma de onda AC con baja distorsión armónica total y buenas características dinámicas de respuesta frente a disturbios de voltaje tanto en la carga como en la alimentación.

El DVR no supe de potencia real en estado estable. Esto implica que la diferencia de ángulo de fase entre el fasor de voltaje del DVR y el fasor de la corriente de línea debe ser  $90^\circ$  en estado estable. En el esquema de control de lazo abierto el voltaje de la carga no puede ser compensado al valor deseado debido a las caídas de voltaje a través de las impedancias series del transformador y del filtro.

El DVR es capaz de generar y absorber potencia activa y reactiva. Dependiendo del tipo de falla que ocurra en la carga se genera el tipo de potencia requerida, si es una falla pequeña o de corta duración se emplea potencia reactiva producida internamente por el DVR sin el uso de componentes reactivos AC y en el caso de una de larga duración se genera potencia activa proveniente de dispositivos externos como una fuente de energía (circuito de conversión de voltaje DC) o un sistema de almacenamiento de energía (banco de capacitores).

La posibilidad de compensar sags es limitada por un número de factores en los que se incluye:

- ✓ La finita potencia activa disponible en el DVR.
- ✓ Diferentes condiciones de carga.
- ✓ Diferentes tipos de sags.

Debido a los factores citados anteriormente y dependiendo del tipo de características de la carga, hay tres métodos distintos para inyectar el voltaje de compensación del DVR que son [4]:

- ✓ Método de compensación Pre-Sag.
- ✓ Método de compensación In-Phase.
- ✓ Método de compensación Phase Advance.

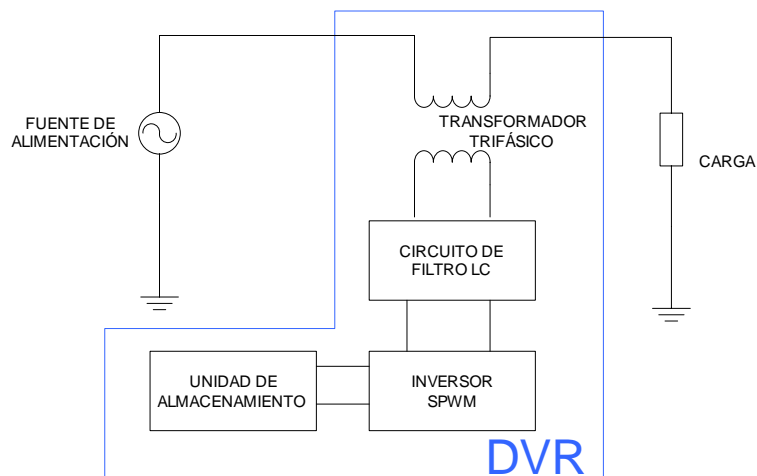
**Método de compensación Pre-Sag.-** Realiza un seguimiento al voltaje de alimentación y compensa el voltaje de la carga durante la condición de pre-falla hasta falla. El voltaje de la carga es restaurado, mas no tiene el control sobre la inyección de potencia activa, éste depende de la unidad de almacenamiento de energía.

**Método de compensación In-Phase.-** Este método inyecta un voltaje en fase con el de la alimentación sin afectar a la corriente de la carga ni al voltaje de pre-falla. La ventaja de este método es que minimiza la magnitud del voltaje a inyectar para magnitudes de voltajes de cargas constantes. Al igual que el método Pre-Sag no tiene control sobre la inyección de potencia activa.

**Método de compensación Phase Advance.-** Este método a diferencia de los otros ya mencionados, reduce el consumo de energía. Inyecta potencia reactiva en vez de potencia activa, elevando la magnitud del voltaje a inyectar en comparación con los otros métodos. Se aplica a cargas que sean tolerantes a saltos de ángulos de fase o periodos de transición debido a que produce discontinuidad en la forma de onda del voltaje, oscilación de la potencia de la carga, desfase en el voltaje e inexactitud en el cruce por cero.

### **2.3.1. Elementos constitutivos**

El DVR se ha dividido en bloques para diferenciar cuales son los elementos que lo constituyen, a continuación se detalla las siguientes partes:



**Figura 2.2** Elementos que forman un DVR.

- 1.) Dispositivo o unidad de almacenamiento de energía.
- 2.) Inversor trifásico de voltaje PWM.
- 3.) Circuito de filtro pasivo.
- 4.) Transformador trifásico de inyección de voltaje.

**Dispositivo o unidad de almacenamiento de energía:** Son dispositivos externos conectados en los terminales DC del inversor, esencialmente son la fuente de generación de potencia activa al momento de compensar sags de larga duración. Entre estos dispositivos se encuentran circuitos de conversión de voltaje DC y bancos de capacitores; para el caso de esta investigación se ha usado 8 baterías de 12 Vdc en serie.

**Inversor trifásico de voltaje PWM:** El DVR emplea interruptores de electrónica de potencia de estado sólido IGBT (insulated gate bipolar transistors) en una estructura de inversor trifásico de voltaje modulado por ancho de pulso (PWM). De acuerdo a la modulación empleada, ya que existen varias técnicas, se tiene diferentes ventajas en lo que respecta a controlar la salida del inversor.

En este proyecto se ha usado la técnica de modulación sinusoidal por ancho de pulsos. El rango del índice de modulación permisible para no llegar a distorsionar la forma de onda de salida del voltaje del inversor, no debe exceder de 1 aunque para trabajar en buenas condiciones se debe trabajar hasta un máximo de 0,9. Otra de las desventajas del uso de la técnica sinusoidal es ejercer un tipo de control para cada pierna del inversor conformadas por un par de IGBT en cada una; un inversor trifásico tiene tres piernas, una para cada fase. La técnica de modulación por espacio vectorial brinda mejores condiciones que superan a la tradicional técnica de modulación sinusoidal.

**Circuito de filtro pasivo:** Consiste en un circuito formado por inductores y capacitores llamado LC, y su principal objetivo es remover altas frecuencias de componentes en el voltaje de salida del inversor. Sin embargo, una evaluación de la inmunidad del filtro frente armónicos de las corrientes de la carga debe ser tomado en cuenta debido a que éstas pueden distorsionar el voltaje de salida del filtro. El uso de grandes capacitancias incrementa la inmunidad del filtro. De esta manera a grandes capacitancias del filtro será necesario grandes corrientes reactivas quienes aumentan la tasa de potencia requerida de los interruptores del convertidor.

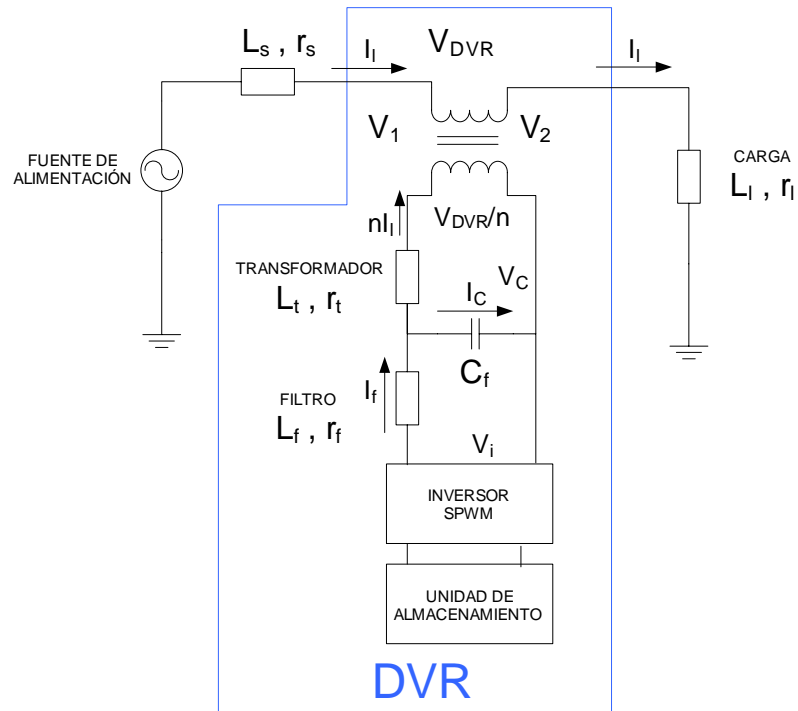
**Transformador trifásico de inyección de voltaje:** Es un transformador trifásico cuyo devanado de baja tensión es conectado en serie con la línea, mientras que el de alta es conectado a la salida del filtro LC que viene del inversor trifásico. El devanado de baja tensión se lo coloca en serie con la línea. Hay que considerar que el transformador posee resistencias series en sus devanados que producen caídas de voltajes cuando se calcula el voltaje deseado de compensación.

### 2.3.2. Principio de Operación

El principio de operación del DVR es controlar el voltaje aplicado a la carga, inyectando o absorbiendo un voltaje que compensa la amplitud y ángulo de fase a la línea de distribución [5].

En la figura 2.3 se muestra el principio de operación. El DVR genera un voltaje trifásico AC (fasor  $V_{DVR}$ ) que es controlado en fase y magnitud. Este fasor es inyectado para mantener el voltaje deseado en la carga (fasor  $V_{carga}$ ) sin que ésta sufra por desbalances o distorsiones que provengan del voltaje de alimentación (fasor  $V_{in}$ ). El fasor  $V_{DVR}$  estará en fase o desfasado  $180^\circ$  con respecto al de la alimentación para que sume o reste voltaje respectivamente.

A continuación se muestra un circuito que representa al DVR con sus elementos constitutivos y respectivas ecuaciones que ayudan a comprender el funcionamiento de este compensador con un control de lazo abierto.



**Figura 2.3** Representación del DVR en operación.

Al asumir una carga de impedancia constante, se tiene las siguientes ecuaciones:

$$V_i = V_C + I_f r_f + L_f \frac{di_f}{dt} \quad (2.1)$$

$$I_f = I_C + nI_l \quad (2.2)$$

$$I_C = C_f \frac{dV_C}{dt} \quad (2.3)$$

$$V_2 = V_1 + V_{DVR} \quad (2.4)$$

$$V_{DVR} = \left( V_C - n \left( nI_l r_t + L_t \frac{di_l}{dt} \right) \right) \quad (2.5)$$

$$V_2 = I_l r_l + L_l \frac{di_l}{dt} \quad (2.6)$$



$V_i$  = voltaje del inversor

$V_C$  = voltaje del capacitor (filtro)

$I_f$  = Corriente que pasa por los inductores del filtro

$I_C$  = Corriente que pasa por el capacitor del filtro

$I_l$  = Corriente que pasa por la carga

$V_1$  = Voltaje de alimentación

$V_2$  = Voltaje en la carga

$V_{DVR}$  = Voltaje de compensación DVR

$L_f+r_f$  = impedancia del inductor del filtro

$L_t+r_t$  = impedancia del devanado del transformador

$C_f$  = capacitancia del filtro

$n$  = relación de vueltas del transformador

Aplicando la transformada de Laplace a las ecuaciones obtenidas se tiene lo siguiente:

$$V_i(s) = V_C(s) + I_f(s)(r_f + sL_f) \quad (2.7)$$

$$I_f(s) = I_C(s) + nI_l(s) \quad (2.8)$$

$$I_C(s) = sC_f V_C(s) \quad (2.9)$$

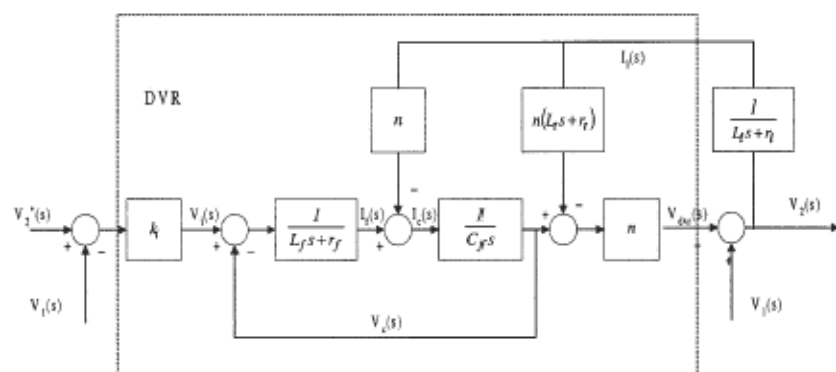
$$V_2(s) = V_1(s) + V_{DVR}(s) \quad (2.10)$$

$$V_{DVR}(s) = n(V_C(s) - nI_l(s)(r_t + sL_t)) \quad (2.11)$$

$$V_2(s) = I_1(s)r_1 + sL_1I_1(s) \quad (2.12)$$

Con estas ecuaciones en el dominio de la frecuencia se ha construido el diagrama de bloques (figura 2.4) que representa un control de lazo abierto del DVR.

Una de las desventajas de usar el control de lazo abierto es no compensar al valor deseado de voltaje debido a las pérdidas de voltaje a través de la impedancia del transformador y del filtro. Para corregir este problema se cita para futuros proyectos emplear control de lazo cerrado llamado de realimentación o feedback [6].



**Figura 2.4** Diagrama de bloques de control del DVR en lazo abierto.

### 2.3.3. Aplicaciones en la Industria

Las principales aplicaciones en las industrias del DVR es proteger las cargas sensibles de los disturbios de voltaje especialmente para sags. Cuando una carga sensible es afectada por este tipo de voltaje, produce grandes pérdidas a nivel de producción y de economía para la empresa. A continuación se cita las primeras aplicaciones del DVR en la industria:

- En agosto de 1996, la corporación eléctrica Westinghouse instaló el primer DVR en el mundo en la subestación de 12.47 kV de la compañía de energía Duke en Anderson, Carolina del Sur. Éste fue instalado para proveer protección a una planta automatizada productora de alfombras [5].
- En febrero de 1997, Westinghouse instaló otro DVR en el sistema de distribución de 22 kV de Powercor en Stanhope, Victoria, Australia. Fue instalado para proteger diariamente a una planta procesadora de leche. Como resultado de la instalación del DVR en esta planta produjo un ahorro de \$100,000 por año [5].

## 2.4. Diferencias entre un DVR real y un ideal

Entre las principales diferencias que hay entre un DVR real e ideal se presentan en la siguiente tabla.

	<b>DVR IDEAL</b>	<b>DVR REAL</b>
Unidad de almacenamiento de voltaje DC	Infinita	Limitada
Filtro LC	No es necesario la inmunidad	Debe ser inmune a los armónicos de la corriente de la carga
Transformador trifásico serie	No hay caída de voltaje	Caídas de voltaje en impedancias serie de los devanados
Pérdidas en los IGBT del Inversor trifásico	No	Si
Impedancias de los cables de las líneas de distribución	No se las considera	Si se las considera

**Tabla 2.1** Diferencias entre un DVR real e ideal.

## **2.5. Aplicación específica del DVR diseñado**

El DVR se ha diseñado para que corrija un sag y un swell del 50% con respecto al voltaje nominal con una carga totalmente resistiva.

### **2.5.1. Mitigación de SAGS**

Para mitigar un sag o depresión de voltaje, el DVR inyecta un voltaje de compensación de magnitud precalculada en fase con el voltaje de la alimentación. De esta manera, se suman ambos voltajes obteniendo el voltaje deseado que debe mantener siempre la carga.

### **2.5.2. Mitigación de SWELLS**

Para mitigar un swell o elevación de voltaje, el DVR realiza una función parecida cuando mitiga un sag con la diferencia que el voltaje a inyectarse debe estar desfasado  $180^\circ$  con respecto al voltaje de la alimentación. Al sumarse ambos voltajes se produce una resta, disminuyendo la elevación del voltaje hasta obtener el voltaje nominal.

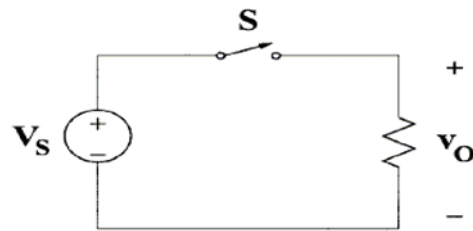
# CAPÍTULO 3

## 3. PRINCIPIOS DE CONVERTIDORES PWM

Con el continuo crecimiento y desarrollo de equipos electrónica de potencia es necesario revisar los principios en los que operan, para ello en este capítulo se revisa algunos tipos de convertidores y sus funciones. En la implementación del proyecto se usó un inversor trifásico PWM alimentado por voltaje; se presenta su comportamiento con una simulación del mismo.

### 3.1. Convertidores DC-DC

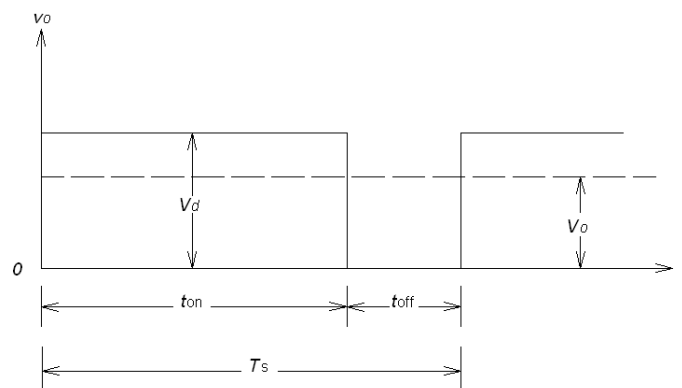
La función de los convertidores DC-DC es convertir una entrada DC no regulada en una salida DC controlada a un nivel de voltaje deseado [7]. Entre las principales aplicaciones se encuentran: las fuentes de voltaje DC regulado por conmutación y control de velocidad de motores DC.



**Figura 3.1** Esquema básico de convertidor DC-DC.

Los convertidores DC-DC emplean elementos de conmutación para elevar DC de un nivel a otro. La regulación del voltaje de salida mejora variando los tiempos de encendido ( $T_{ON}$ ) y apagado ( $T_{OFF}$ ) o ciclo de trabajo ( $D$ ) del dispositivo de conmutación.

$$D = \frac{T_{ON}}{T} \quad (3.1)$$



**Figura 3.2** Tiempos de Operación y forma de onda del convertidor DC-DC.

Las dos configuraciones básicas de los convertidores DC-DC son:

1. Convertidor Reductor (buck)
2. Convertidor Elevador (boost)

### 3.1.1. Reductor (Buck)

El convertidor Buck o reductor genera un nivel de tensión menor al voltaje DC de entrada [7]. Los componentes básicos de un convertidor buck son: una fuente DC de entrada, diodo, inductor, capacitor, dispositivo de conmutación y una carga resistiva [8].

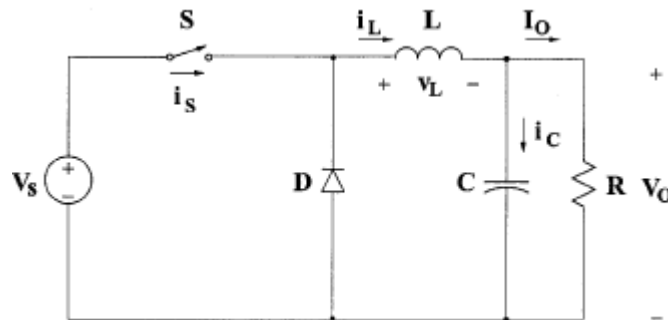


Figura 3.3 Esquema básico del convertidor Buck

El voltaje de salida es directamente proporcional al ciclo de trabajo y varía ajustando el tiempo de conmutación (entre sus dos posiciones) del interruptor. La corriente y el voltaje de salida vienen dados por la siguiente expresión:

$$\frac{I_o}{I_s} = \frac{V_s}{V_o} = \frac{1}{D} \quad (3.2)$$



### 3.1.2. Elevador (Boost)

El convertidor elevador o Boost como su nombre lo indica genera un voltaje en su salida mayor que el voltaje de entrada [7]. Su principal aplicación la tenemos en las fuentes de alimentación conmutadas FACS y en el frenado regenerativo de los motores DC. En la figura 3.5 se muestra el esquema eléctrico para un convertidor Boost [8].

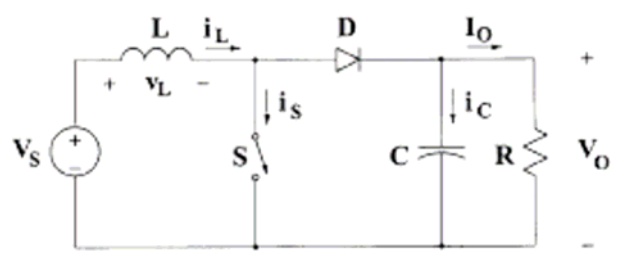


Figura 3.4 Esquema del convertidor Boost.

De la misma manera en que el convertidor reductor regula su voltaje en la salida, el convertidor elevador ajusta los tiempos de conmutación y ciclo de trabajo expresando el voltaje y corriente en la salida por la ecuación 3.3:

$$\frac{i_o}{i_s} = \frac{V_s}{V_o} = (1 - D) \quad (3.3)$$

### 3.1.3. Modelos

Los modelos promedio se clasifican en:

- Modelos de gran señal.
- Modelos de pequeña señal.

#### 3.1.3.1. De gran señal

Los modelos de gran señal permiten analizar a los convertidores en sus estados de inicio (transiente) y estado estable [9]. Con estos modelos, las simulaciones se obtienen con mayor rapidez debido a que toman los datos promedios proporcionando una buena comprensión del comportamiento del circuito.

Para la obtención del modelo se reconoce los puertos de voltaje y corriente que poseen los convertidores asumiendo un modo de conducción continua. Los modelos promedio se consideran válidos absolutamente en estado estable, para

estado transiente son válidos únicamente para cambios pequeños de un ciclo a otro.

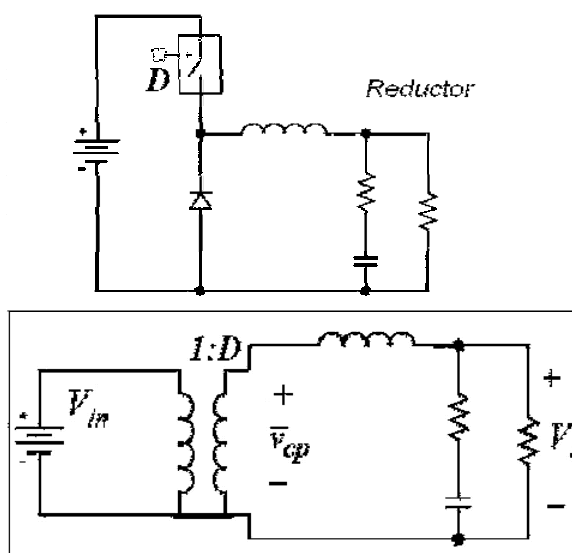


Figura 3.5 Modelo a gran señal del convertidor reductor.

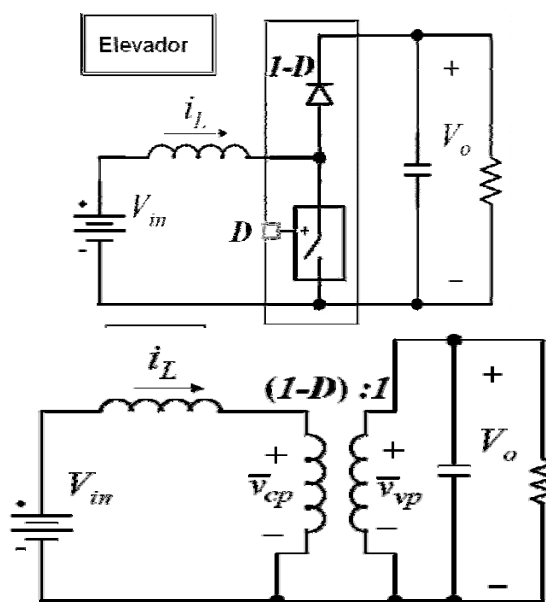


Figura 3.6 Modelo a gran señal del convertidor elevador.

### 3.1.3.2. De pequeña señal

Los modelos de pequeña señal son la linealización de los modelos de gran señal permitiendo el análisis de pequeñas variaciones en las variables o señales de estudio [9]. Cuando se requiere del análisis de varias señales de entrada, éstas se analizan una a la vez para observar el efecto que produce en la salida. En base a esta linealización y análisis, se obtienen funciones de transferencia que ayudan a diseñar un control de lazo cerrado.

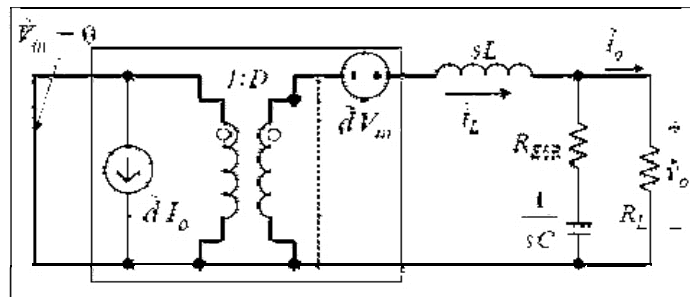


Figura 3.7 Modelo a pequeña señal del convertidor reductor

En base al circuito de la figura 3.7 se define la siguiente función de transferencia:

$$\frac{V_o}{d} = \frac{V_{in}(1+sCR_{ESR})}{1+s\left(\frac{L}{R_L}+CR_{ESR}\right)+s^2LC\left(1+\frac{R_{ESR}}{R_L}\right)} \quad (3.4)$$

### 3.2. Convertidores trifásicos

Los convertidores trifásicos son una familia de circuitos eléctricos que convierten energía eléctrica de un nivel de voltaje, corriente y fase a otro nivel de energía eléctrica usando interruptores electrónicos semiconductores [7].

Todo convertidor posee un lado DC, un circuito de potencia hecho de interruptores electrónicos semiconductores y un lado AC. De acuerdo al tipo de alimentación que posea el convertidor, se tiene:

- Convertidores alimentados por fuente de voltaje (VSC).
- Convertidores alimentados por fuente de corriente (CSC).

El lado DC del VSC es una fuente de voltaje DC, mientras para el CSC es una fuente de corriente DC.

Los convertidores trifásicos de acuerdo a su función se agrupan en:

- Rectificadores, cuando la potencia fluye de una fuente AC hacia una fuente DC.
- Inversores, cuando la potencia fluye de una fuente DC hacia una fuente AC.

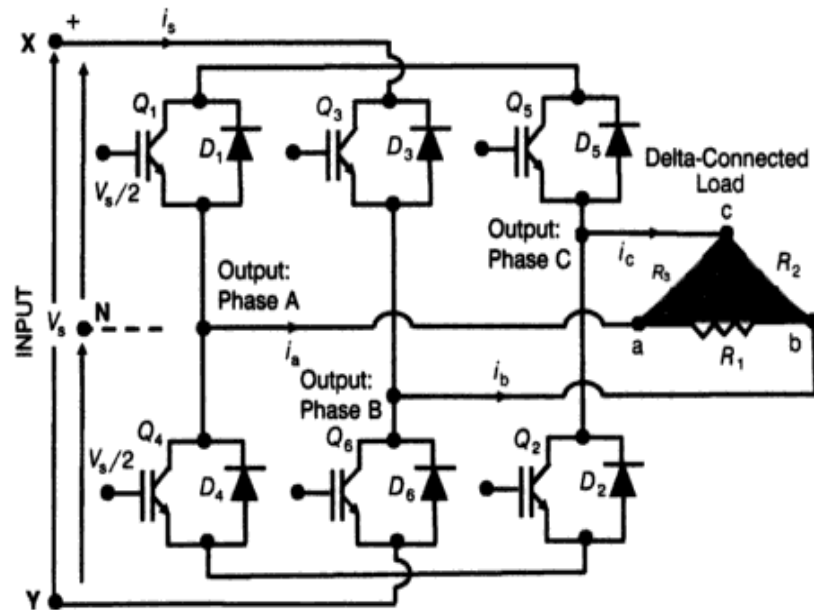
### 3.2.1. Inversor PWM

La función principal de un inversor trifásico es convertir un voltaje DC a un voltaje trifásico AC con magnitud y frecuencia deseada. El inversor trifásico se obtiene empleando tres inversores monofásicos en un arreglo de tal manera que sus señales estén desfasadas  $120^\circ$  entre sí [7].

La topología estándar de un inversor trifásico se muestra en la figura 3.8. De igual manera que en un inversor monofásico, los interruptores de cada pierna del inversor trifásico no pueden ser encendidos ni apagados simultáneamente. La selección de los estados de encendido y apagado de los interruptores de cada pierna, en función de la forma de onda deseada de salida, son definidos por la técnica de modulación empleada.

El voltaje de salida del inversor trifásico no es sinusoidal, comprende de un número de pulsos. El número y la duración de estos pulsos son determinados por la técnica de modulación. Debido a la conmutación de los interruptores se generan pérdidas y armónicos en el voltaje de salida;

técnicas de conmutación e interruptores semiconductores de potencia de alta velocidad ayudan a minimizar este problema.

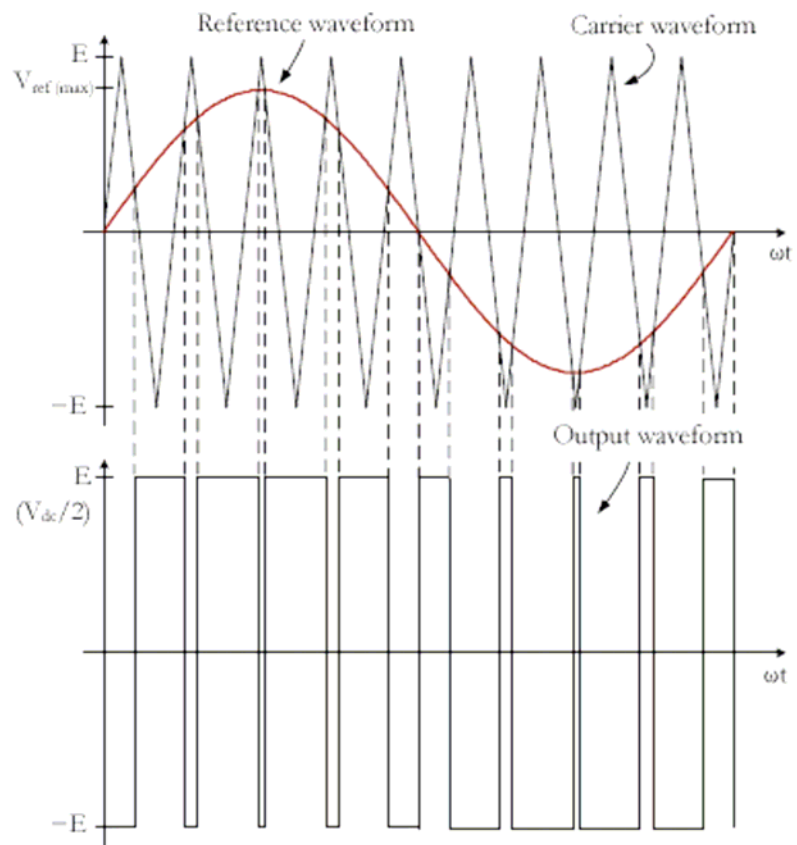


**Figura 3.8** Topología estándar de un inversor trifásico (fuente: IGBT, Theory and Design por Vinod Kumar Khanna)

La modulación por ancho de pulsos (PWM) es una técnica en la que se compara una señal de referencia con otra portadora, que puede ser una triangular o diente de sierra. La frecuencia de muestreo de la señal portadora es mucho más alta que la de referencia. Las características de esta técnica se reflejan en los índices:

$$m_{\text{amplitud}} = \frac{V_{\text{referencia}}}{V_{\text{portadora}}} \quad (3.5)$$

$$m_{\text{frecuencia}} = \frac{f_{\text{referencia}}}{f_{\text{portadora}}} \quad (3.6)$$



**Figura 3.9** Voltaje de salida generado por PWM (fuente: Advanced Modulation Techniques for Power Converters, Ali Mehrizi-Sani)

### 3.2.2. Rectificador PWM

La función principal de los rectificadores trifásicos es convertir un voltaje trifásico AC en voltaje DC. Gracias al uso

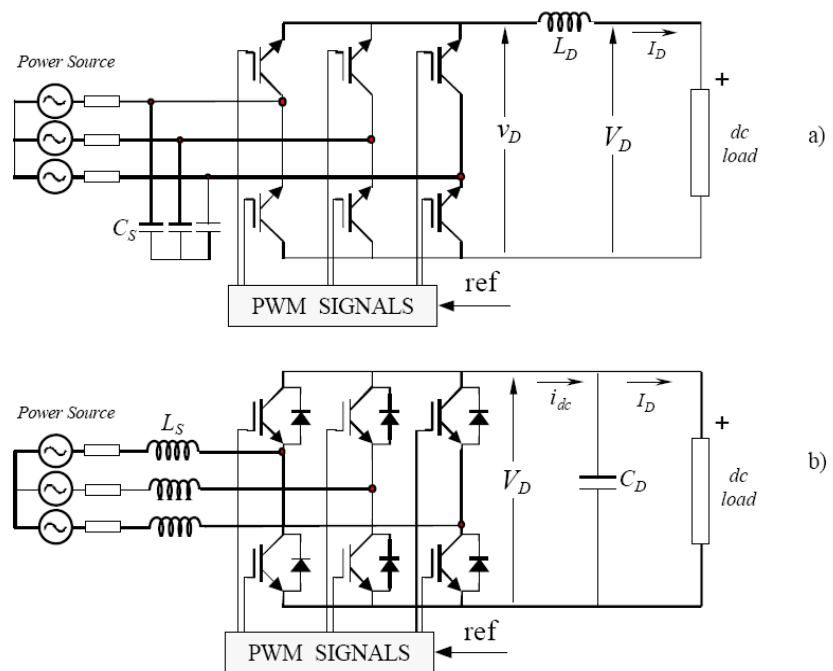


de dispositivos semiconductores de alta velocidad, los rectificadores PWM poseen las siguientes ventajas [8]:

- La corriente y el voltaje son modulados generando menos contaminación de armónicos.
- El factor de potencia puede ser controlado.
- Los rectificadores pueden ser diseñados con fuente de voltaje o fuente de corriente.
- Invertiendo la corriente en el enlace DC se invierte el flujo de potencia.

En la figura 3.10 se presentan dos topologías básicas de rectificadores trifásicos: a) rectificador fuente de corriente, la inversión del flujo de potencia se produce al invertir el voltaje DC; y b) rectificador fuente de voltaje, al invertir la corriente en el enlace DC se invierte el flujo de potencia.

El principio básico de operación del rectificador fuente de voltaje es mantener el voltaje del enlace DC en un valor deseado de referencia utilizando un lazo de control cerrado o realimentación como se muestra en la figura 3.10.



**Figura 3.10** Topologías básicas de rectificadores PWM trifásicos conmutados por fuerza: (a) rectificador fuente de corriente (CSR); (b) rectificador fuente de voltaje (VSR) (Fuente: Rashid).

### 3.2.3. Modulación Sinusoidal (SPWM)

La técnica convencional de modulación para controlar los convertidores trifásicos fuente de voltaje es la modulación sinusoidal PWM (SPWM), en la cual la señal de referencia es una onda sinusoidal. SPWM controla cada pierna del VSC independientemente de las otras piernas, por tal motivo un controlador trifásico SPWM consiste de tres controladores

separados SPWM con señales de referencia desfasadas 120° entre ellas [10].

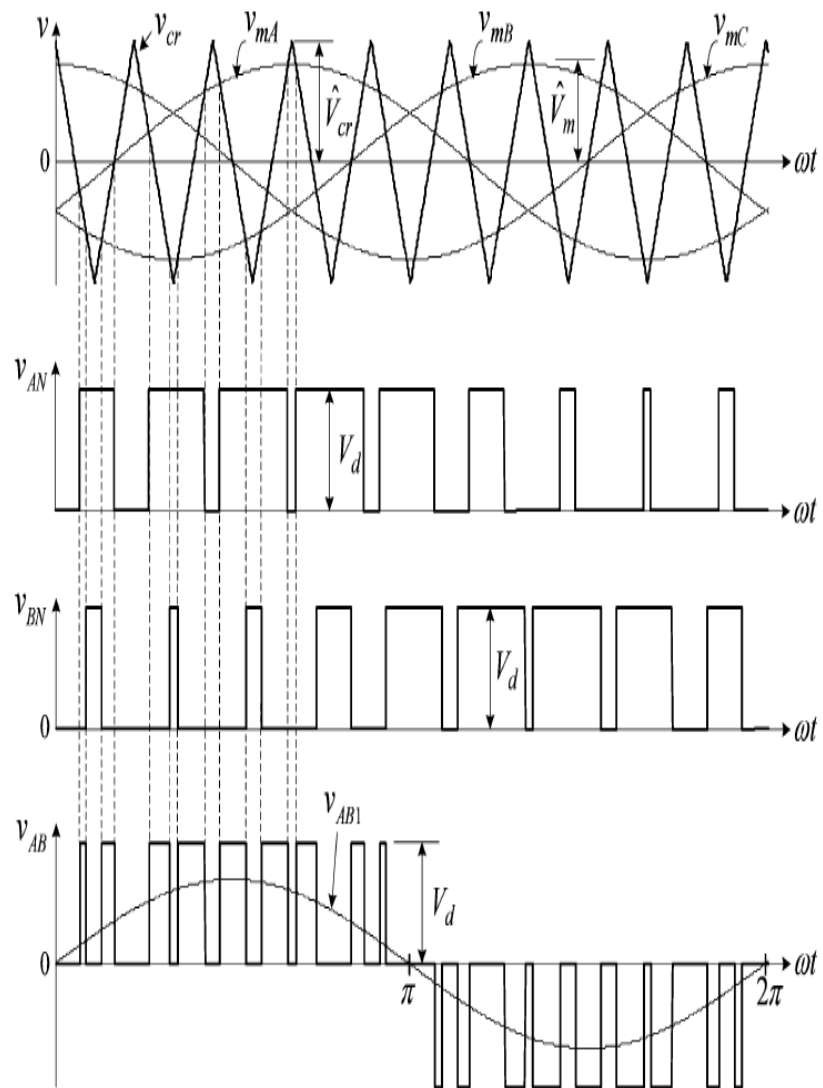
El valor de la señal de referencia en su intersección con la señal portadora es usada para determinar los pulsos de voltaje, esta técnica hace una aproximación a la señal de referencia.

La razón de magnitud entre el voltaje de referencia y la amplitud de la señal portadora (igual a la mitad del voltaje DC disponible) se conoce como índice de modulación definida por la siguiente ecuación:

$$m = \frac{V_{\text{ref(máx)}}}{\frac{V_{DC}}{2}} \quad (3.7)$$

Cuando  $m$  es menor que 1, la componente fundamental del voltaje de salida incrementa linealmente con el valor  $m$ . Cuando  $m$  es mayor que 1, el incremento de la componente fundamental no es lineal por lo tanto el modulador opera en modo de sobre-modulación [10].

Su principal ventaja consiste en generar un espectro AC sin armónicos de bajo orden y como principal desventaja de esta técnica en un sistema trifásico es que la máxima ganancia AC posible es igual a 0.866 en la tensión de línea a línea.



**Figura 3.11** Modulación Sinusoidal por ancho de pulsos, SPWM.  
(fuente: Advanced Modulation Techniques for Power Converters, Ali Mehrizi-Sani)

### 3.2.4. Modelos

Para obtener un modelo promedio de un convertidor trifásico asumiremos que los elementos de conmutaciones son ideales y que el sistema se encuentra balanceado como es mostrado en el esquema eléctrico de la figura 3.12

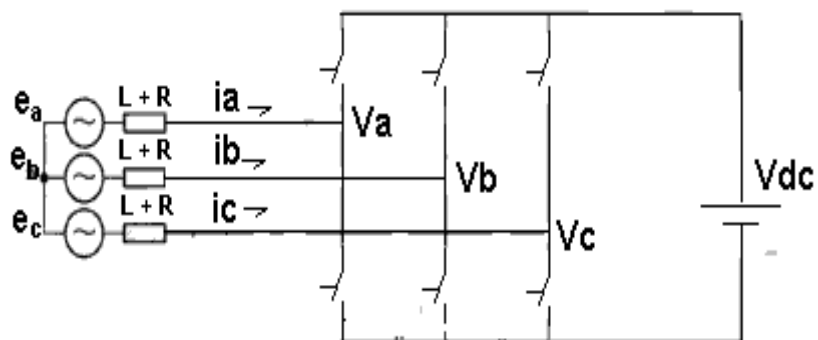


Figura 3.12 Esquema de un convertidor PWM

De acuerdo a la figura antes mencionada, se tiene las siguientes ecuaciones promedio:

$$\bar{e} = L \frac{d\bar{i}}{dt} + R\bar{i} + \bar{v} \quad (3.8)$$

$$\bar{v} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad \bar{i} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad \bar{e} = \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

De donde se detallan las siguientes expresiones:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} [\bar{T}\bar{i}] \quad (3.10)$$

$$\bar{T} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\omega t - \frac{4}{3}\pi\right) \\ -\sin(\omega t) & -\sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\omega t - \frac{4}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$= \bar{T} \frac{d\bar{i}}{dt} + \frac{d}{dt} [\bar{T}\bar{i}] \quad (3.12)$$

$$\bar{T}\bar{e} = L\bar{T} \frac{d\bar{i}}{dt} + R\bar{T}\bar{i} + \bar{T}\bar{v} \quad (3.13)$$

$$L \frac{di_d}{dt} = E_m - Ri_d - v_d + \omega Li_q \quad (3.14)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q - v_q - \omega Li_d \quad (3.15)$$

$$[e_d = E_m \text{ y } e_q = 0] \rightarrow \text{Sistema equilibrado}$$

Tanto  $-\omega Li_d$  y  $\omega Li_q$  son términos de acoplamiento cruzado en lazo abierto que se eliminan por medio de acción precalculada, de esta manera se obtienen sistemas simples de primer orden en cantidades DC.

### 3.2.5. Controlador

Para realizar de una manera simplificada los controladores de cualquier sistema, se requiere adecuar las señales y variables a controlar. Las variables presentes en este proyecto se comportan de manera sinusoidal por lo que se requiere de transformadas que brinden un comportamiento DC.

#### 3.2.5.1. Transformador de Park

La función de la transformada de Park es convertir las componentes “abc” de un sistema trifásico a otro sistema de referencia “dq” [11]. Para realizar la transformación de los valores trifásicos “abc”, variables sinusoidalmente en el tiempo, a valores constantes “dq” en régimen permanente se necesita la siguiente matriz de transformación  $[T]$ :

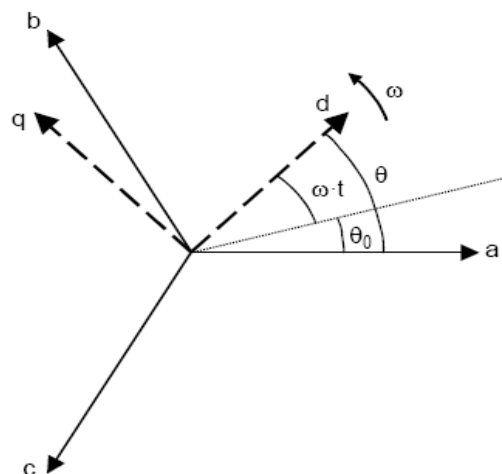
$$[T] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix}$$

(3.16)

Donde,  $\omega$  es la velocidad angular de la referencia “dq” o la frecuencia del sistema trifásico.

El vector con las componentes del nuevo sistema de referencia  $[X_{dq}]$  se lo obtiene multiplicando el vector de coordenadas trifásicas  $[X_{abc}]$  por la matriz de transformación  $[T]$ , por lo tanto la transformada de Park se define de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (3.17)$$



**Figura 3.13** Sistema de referencia trifásico “abc” y “d-q”.



La matriz de transformación inversa para convertir los valores “dq” a valores trifásicos “abc” es:

$$[T]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

La transformada inversa de Park está dada por:

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

### 3.2.5.2. Controlador PI

Los controladores continuos son mecanismos que se usan en controles de lazo cerrado o realimentados. Hay diferentes tipos de controladores continuos y se diferencian de acuerdo a la rapidez con que llevan el valor real o sensado a

un valor de referencia, en función del nivel de desviación del control [12].

El controlador Proporcional Integral (PI) está formado por dos controladores como su nombre lo indica.

La parte proporcional ( $K_p$ ) genera un cambio en la salida que es proporcional al error (diferencia entre referencia y salida). Este cambio en la salida es una desviación al valor de referencia conocido como offset [13]. Al aumentar la ganancia proporcional el sistema se hace inestable.

Debido a que la parte proporcional no considera el tiempo, se suma al controlador la parte integral ( $K_i$ ) que elimina el offset y disminuye el error de estado estable. La acción de la parte integral es proporcional a la magnitud y duración del error. Al sumar los tiempos instantáneos del error se produce un offset que es eliminado al multiplicarlo por la ganancia integral  $K_i$  [13].

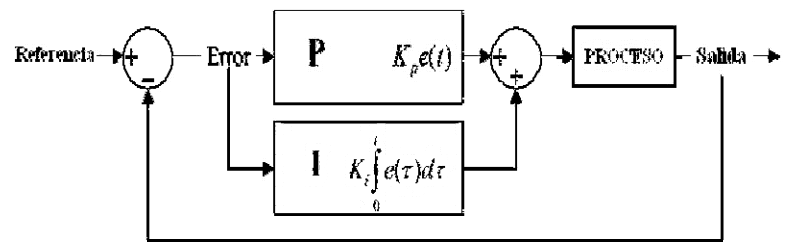


Figura 3.14 Diagrama de bloques de un controlador PI

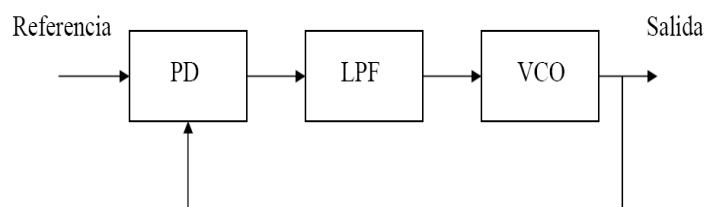
### 3.2.5.3. Control de Fase (PLL)

La función de un circuito PLL (Phase Locked Loop, circuito de sincronización de fase) es capturar la frecuencia y fase de una señal a través del sintetizado de la misma.

El PLL genera una señal de sincronización para el convertidor; toma la frecuencia y fase de la señal AC sensada para realizar la inyección correcta en la compensación que realiza el DVR. La señal de salida del PLL es igual a la señal que se está midiendo y su sistema es más rápido que el convertidor diseñado.

El PLL está conformado de un pequeño circuito de control de lazo cerrado [14]:

- Detector de fase PD (Phase Detector): Genera una salida que depende del desfase entre las señales de entrada y de salida.
- Filtro Pasa Bajos LPF (Low Pass Filter): Su función es filtrar frecuencias bajas proporcionando a la salida un voltaje en base a la diferencia de frecuencias de la etapa anterior.
- Oscilador controlado por Voltaje VCO (Voltage Controlled Oscillator): Genera el voltaje de salida con frecuencia dependiente del voltaje de salida del Filtro.



**Figura 3.15** Forma simple de un PLL.

#### **3.2.5.4. CONTROL DE AMPLITUD**

El control de amplitud para el voltaje deseado se lo realiza usando un controlador PI (alimentado por la

diferencia entre el voltaje de la carga y el voltaje de referencia) tanto para las componentes d y q de la señal de error de voltaje.

El DVR solo inyecta potencia activa, por lo que las componentes de referencia en el plano d-q son prefijados en 1 para d y 0 para q, como se muestra en la figura 3.38.

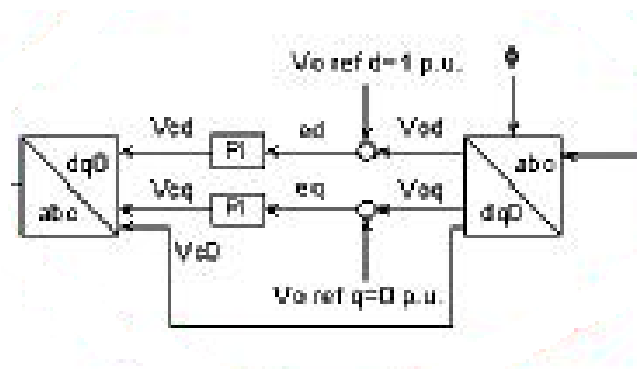


Figura 3.16 Bloque de control de voltaje.

### 3.3. DISEÑO DEL CONVERTIDOR PARA UN DVR

Para el diseño del Restaurador Dinámico de Tensión se usa un convertidor trifásico de 6 elementos conmutadores internos y 3 vías de salida. Para su alimentación se dispone de un banco de baterías

de 8 en serie de  $12 V_{DC}$  con un total de  $96 V_{DC}$ . Para la inyección y filtrado del voltaje a compensar se utiliza un filtro pasa bajas y un banco de tres transformadores monofásicos. Los valores de los parámetros de los elementos anteriormente mencionados se detallan en la siguiente sección.

### **3.3.1. Especificaciones**

Generalizando se tiene que el DVR conserva tres condiciones principales de operación.

Cuando la red de distribución eléctrica se encuentra en condición normal de estado estable, el DVR opera en modo standby. Durante este modo de operación el inversor no inyecta voltaje a la línea de distribución. En otras palabras se encuentra desactivado.

Cuando ocurre una depresión (sag) de voltaje, el DVR responde inyectando tres voltajes monofásicos en serie con la red de distribución inmediatamente. La fase y la magnitud de los voltajes inyectados son controlados

independientemente. El DVR entrega potencia activa desde las baterías hacia la carga sensible. Además, cuando el DVR se encuentra instalado en una red de distribución débil, también puede inyectar a ésta una pequeña cantidad de potencia reactiva para compensar la reactancia serie de los transformadores aún bajo condiciones normales de operación en estado estable.

Cuando ocurre una subtensión (swell) de voltaje, el DVR responde inyectando tres voltajes monofásicos en serie con la red de distribución inmediatamente pero con su fase inversa al de la línea. La fase y la magnitud de los voltajes inyectados son controlados independientemente. Con esto consigue absorber la magnitud excesiva restaurando el voltaje a su normalidad mientras está presente la subtensión, protegiendo con esto la carga alimentada.

### **3.3.2. Cálculo de Componentes**

Para filtrar correctamente el voltaje alterno generado es ideal trabajar con valores pequeños de inductancia y capacitancia. Esto implica que la frecuencia de corte del filtro

es alta, exigiendo frecuencias de conmutación mayores ó que no son factibles para convertidores de potencia elevada.

### 3.3.2.1. Cálculo de Inductancia

Considerando que la caída de tensión en el inductor es del 1%, el valor de la reactancia inductiva viene dado por:

$$kV_{LNbase} = 0.120 \text{ V}$$

$$kVA_{10base} = 0.120 \text{ kVA}$$

$$Z_B = \frac{kV_{LNbase}^2 \times 1000}{kVA_{10base}} = \frac{0.120^2 \times 1000}{0.120} = 120\Omega$$

$$X_L = 0.01Z_B = 1.2\Omega$$

$$L = \frac{X_L}{\omega} = \frac{1.2}{2 \times \pi \times 60} = 3.183 \text{ mH}$$

### 3.3.2.2. Cálculo de Capacitancia

Considerando que la corriente drenada por el capacitor es igual a 10 veces el valor base, el valor de la reactancia capacitiva viene dado por:

$$X_C = 10Z_B = 1200\Omega$$



$$C = \frac{1}{\omega X_C} = \frac{1}{2 \times \pi \times 60 \times 1200} = 2.2105 \mu F$$

EL valor del capacitor lo tomamos fijando el valor de la inductancia y asumiendo que la frecuencia de resonancia del filtro es igual a  $f_r=1kHz$ :

$$C = \frac{1}{L \times \omega_r^2} = \frac{1}{3.1831 \times 10^{-3} \times 4 \times \pi^2 \times 10^6} = 7.9577 \mu F$$

La resistencia equivalente serie (ESR) la calculamos como la relación del rizado pico del voltaje a la salida del filtro para el rizado pico máximo de la corriente a través del inductor, así:

$$ESR = \frac{\Delta V_{om\acute{a}x}}{\Delta I_{m\acute{a}x}} = \frac{0.0125}{0.125} = 0.1 \Omega$$

### 3.3.2.3. Cálculo de Elementos Semiconductores

La elección del switch semiconductor se la hizo tomando en consideración la potencia que va a manejar el mismo, por tal motivo se escogió el

IRAMY20UP60B de Internacional Rectifier. Otro factor importante de elección fue la compatibilidad de los elementos.

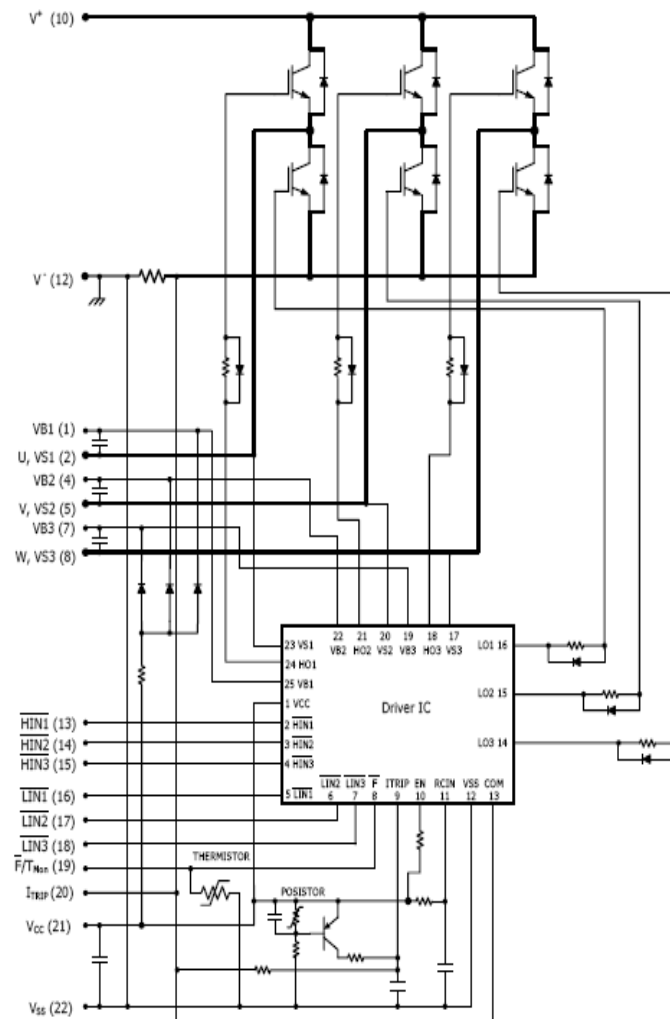


**Figura 3.17** Vista del IRAMY20UP60B (Internacional Rectifier)

El IRAMY20UP60B está diseñado para manejar un voltaje de IGBT/diodo de 600V con una frecuencia portadora PWM de 20kHz, como se muestra en la tabla 3.1

Parameter	Description	Value	Units
$V_{CES} / V_{RRM}$	IGBT/Diode Blocking Voltage	600	V
$V^+$	Positive Bus Input Voltage	450	
$I_O @ T_c=25^\circ\text{C}$	RMS Phase Current (Note 1)	20	A
$I_O @ T_c=100^\circ\text{C}$	RMS Phase Current (Note 1)	10	
$I_O$	Pulsed RMS Phase Current (Note 2)	40	
$F_{PWM}$	PWM Carrier Frequency	20	kHz
$P_D$	Power dissipation per IGBT @ $T_c = 25^\circ\text{C}$	68	W
$V_{ISO}$	Isolation Voltage (1min)	2000	$V_{RMS}$
$T_J$ (IGBT & Diodes)	Operating Junction temperature Range	-40 to +150	$^\circ\text{C}$
$T_J$ (Driver IC)	Operating Junction temperature Range	-40 to +150	
T	Mounting torque Range (M4 screw)	0.7 to 1.17	Nm

**Tabla 3.1** Ratings Máximos Absolutos del IRAMY20UP60B.



**Figura 3.18** Conexiones de aplicaciones típicas del IRAMY20UP60B (Internacional Rectifier)

### 3.3.3. Simulaciones del convertidor diseñado

Con todos los datos obtenidos en los cálculos se realiza las siguientes simulaciones para compensar sag y swell del 50% del voltaje nominal, mediante el uso del convertidor diseñado.

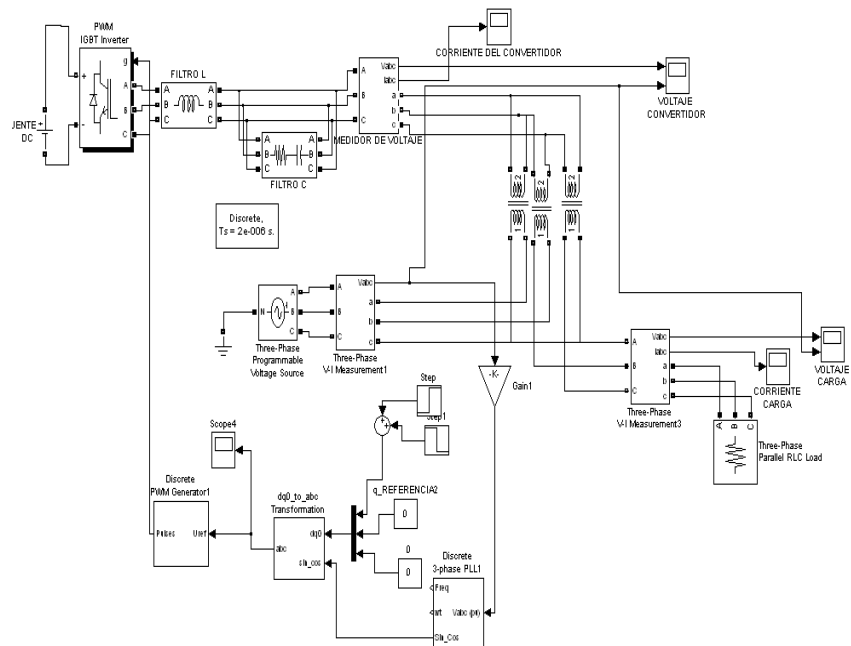


Figura 3.19 Convertidor MODO INVERSOR.

Fi

Parameters

Positive-sequence: [ Amplitude(Vrms Ph-Ph) Phase(deg.) Freq. (Hz) ]

[ 50 0 60 ]

Time variation of: Amplitude

Type of variation: Step

Step magnitude (pu, deg. or Hz):

-0.5

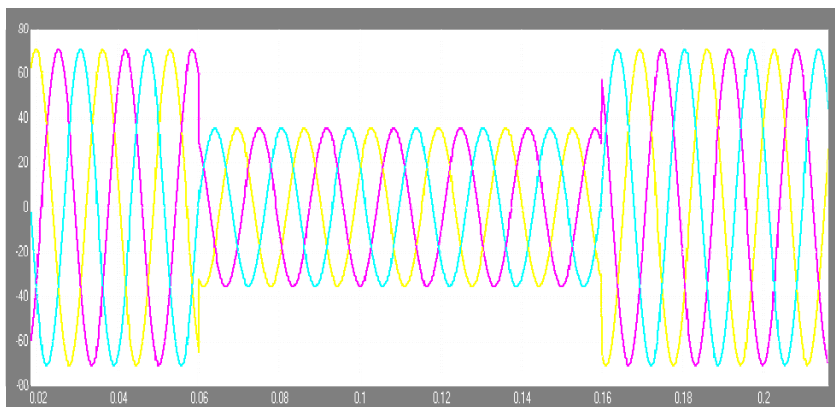
Variation timing (s): [ Start End ]

[ 0.06 0.16 ]

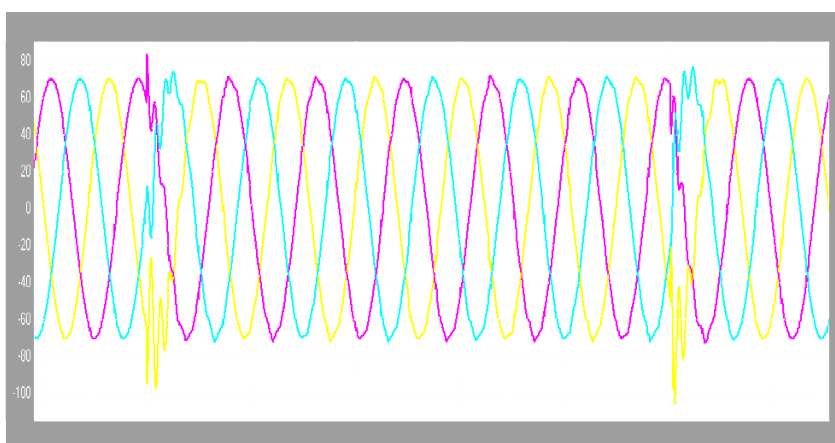
Fundamental and/or Harmonic generation:

Figura 3.20 Depresión del 50% del voltaje nominal entre 60 a 160 ms

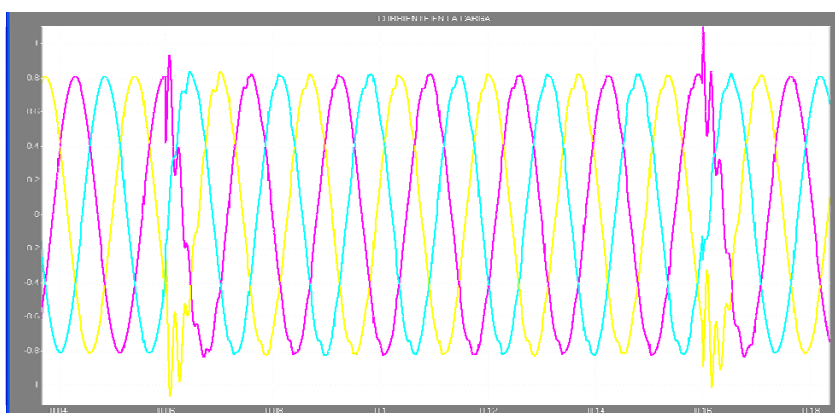
En las siguientes gráficas se muestra las formas de onda de los voltajes cuando ocurre un sag y su compensación.



**Figura 3.21** Voltaje de alimentación afectado por un sag de 0.5 p.u.

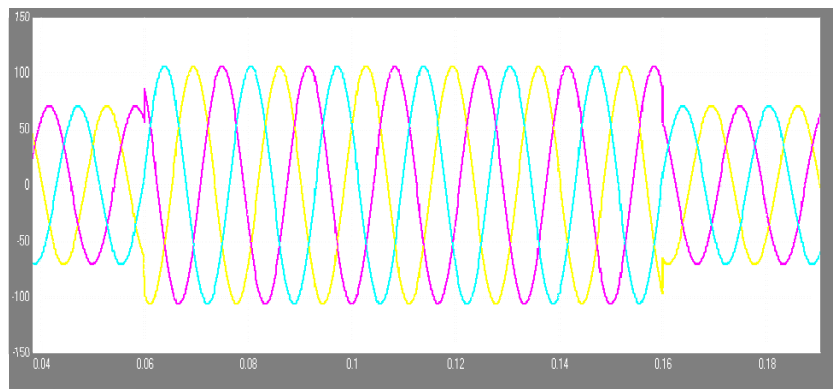


**Figura 3.22** Voltaje compensado en la carga para un sag.

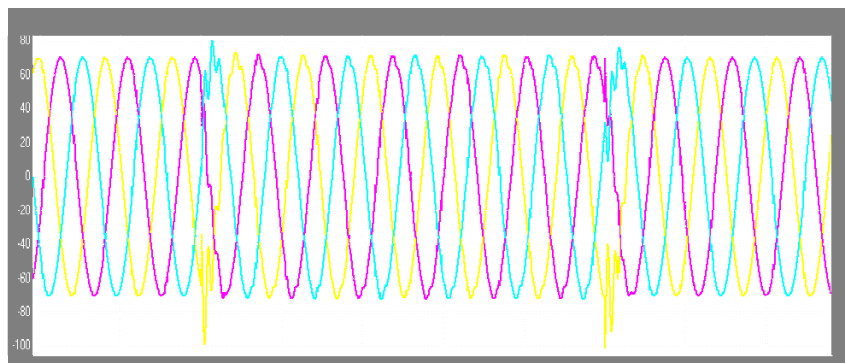


**Figura 3.23** Corriente en la carga al corregir un sag.

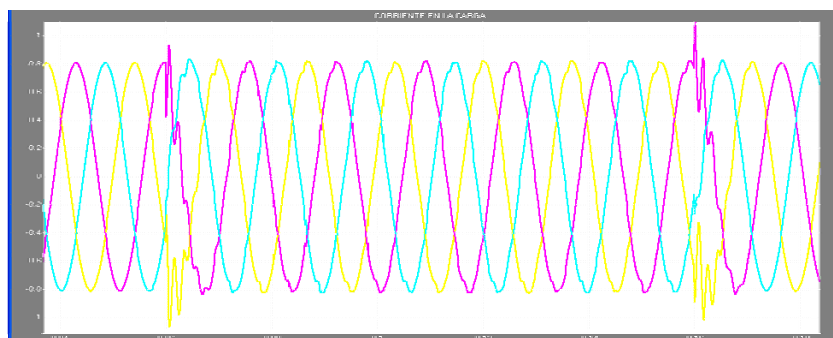
Al observar las gráficas en la compensación del sag, la corriente y el voltaje de la carga están en fase demostrando así que la carga es resistiva. A continuación se muestra las formas de onda de los voltajes cuando ocurre un swell y su compensación.



**Figura 3.24** Voltaje de alimentación afectado por un swell de 0.5 p.u.



**Figura 3.25** Voltaje compensado en la carga para un swell.



**Figura 3.26** Corriente en la carga al corregir un swell.

# **CAPÍTULO 4**

## **4. DISEÑO DE CONTROLADORES DIGITALES**

El rápido desarrollo de la electrónica digital y el uso cada vez más frecuente de los microprocesadores en una gran variedad de aplicaciones, ha creado la necesidad de desarrollar técnicas para el diseño de controladores empleando esta tecnología. Por tal razón es importante y necesario el contar con técnicas bien establecidas para el diseño de controladores digitales [15].

### **4.1. Principio de funcionamiento**

El Procesamiento de señales trata de la representación, transformación y manipulación de señales y de la importancia que contienen. Hace referencia a la representación mediante secuencias de números de precisión finita y el procesamiento mediante el uso de un computador digital.

A menudo es deseable que estos sistemas funcionen en tiempo real, lo que significa que el sistema en tiempo discreto se implementa de forma que las muestras de salida se calculan a la misma velocidad a la que se muestrea la señal en tiempo continuo.

La diferencia básica entre controladores analógicos y digitales es que el sistema digital opera con señales discretas (o muestras de la señal sensada) en lugar de señales continuas.

El sistema de control digital contiene partes discretas y analógicas. Cuando se diseña un sistema de control digital, se necesita hallar el equivalente discreto de la parte continua de modo que sólo se necesite manejar funciones discretas.

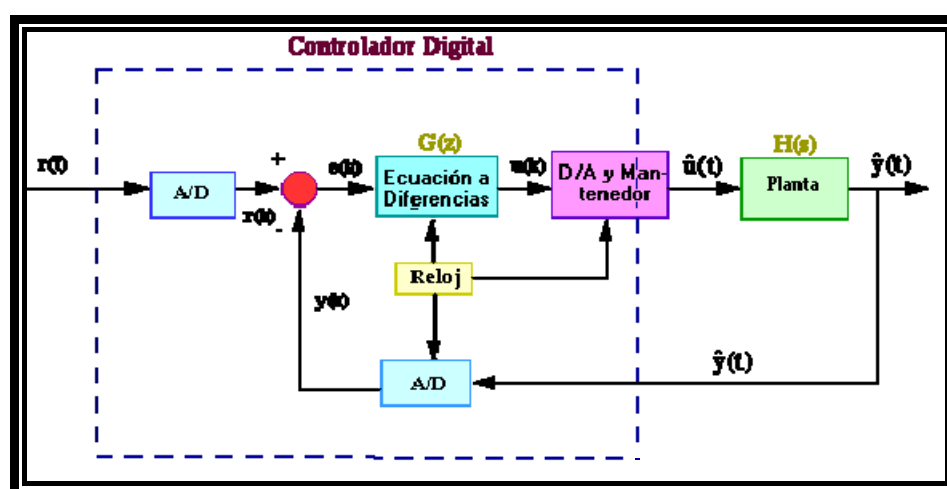


Figura 4.1 Sistema de Control Digital.



El reloj conectado a los convertidores D/A y A/D suministra un pulso cada  $T$  segundos y cada D/A y A/D envía una señal solo cuando llega el pulso. La señal de salida se muestrea cada cierto tiempo (llamado período de muestreo) y se discretiza mediante un conversor analógico digital. Esta información es procesada y convertida nuevamente a analógica mediante un conversor digital analógico. Por lo tanto internamente, el computador se independiza del tipo de señal con que está trabajando y ve todas las magnitudes como una serie de valores discretos (de precisión finita). Por esto resulta cómodo trabajar con ecuaciones en diferencia, en lugar de ecuaciones diferenciales como se hacía con los métodos analógicos [16].

#### **4.2. Ventajas y desventajas.**

Algunas de las ventajas obtenidas por el uso de controladores digitales se mencionan a continuación:

- La Tecnología VLSI (Very Large Scale Integration) da la posibilidad de diseñar sistemas con la capacidad para ejecutar procesamiento en tiempo real de muchas de las señales de interés.

- Son más confiables, exactos, menos tolerantes y flexibles que los correspondientes sistemas análogos.
- La exactitud de la señal de salida es predecible y controlable por el tipo de aritmética usada y el número de bits usado en los cálculos.
- Las señales digitales pueden ser almacenadas en un dispositivo de almacenamiento, sin pérdida de fidelidad más allá que el introducido por el conversor Análogo Digital (ADC).

A pesar de las ventajas existen algunos inconvenientes al momento de escoger una plataforma para el procesamiento de señales analógicas por medio digitales:

- La conversión de una señal analógica en digital, produce una distorsión que impide la reconstrucción de la señal analógica original a partir de muestras cuantificadas.
- El tiempo de muestreo es crítico, la fidelidad y el grado de precisión depende del controlador seleccionado [16].
- Para muchas señales de gran ancho de banda, se requiere procesado en tiempo real; el procesado analógico, o incluso óptico, son las únicas soluciones válidas.

### 4.3. Controladores Digitales de Señal.

DSP es el acrónimo de *Digital Signal Processor*, que significa Procesador Digital de Señal. Los DSP o procesadores digitales de señal son microprocesadores específicamente diseñados para el procesamiento digital de señal. Algunas de sus características más básicas como el formato aritmético, la velocidad, la organización de la memoria o la arquitectura interna hacen que sean o no adecuados para una aplicación en particular, así como otras que no hay que olvidar, como puedan ser el coste o la disponibilidad de una extensa gama de herramientas de desarrollo.

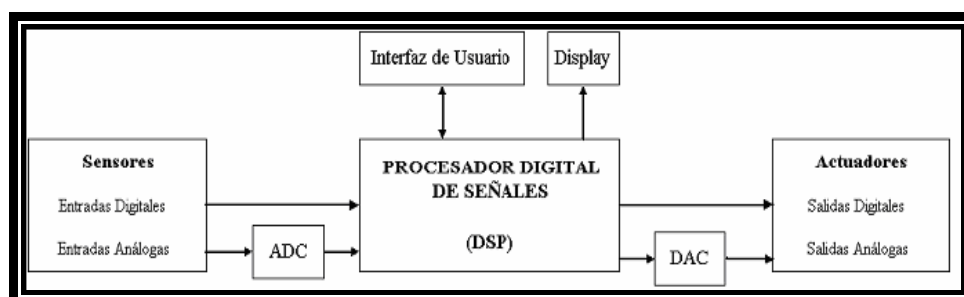


Figura 4.2 Aplicación del DSP.

El DSP trabaja con señales analógicas por lo que necesita un conversor analógico/digital a su entrada y digital/analógico en la salida. Como todo sistema basado en procesador programable necesita una memoria donde almacenar los datos con los que trabajará y el programa que ejecuta.

#### **4.3.1. Ventajas sobre microcontroladores**

Un DSP posee dos bloques separados e independientes de memoria, cada uno con su propio bus de acceso; los microcontroladores poseen una memoria lineal limitando las instrucciones a ser ejecutadas.

Otra diferencia importante entre un Microcontrolador y un DSP es la cantidad de unidades de ejecución que poseen, las cuales son capaces de realizar operaciones en paralelo.

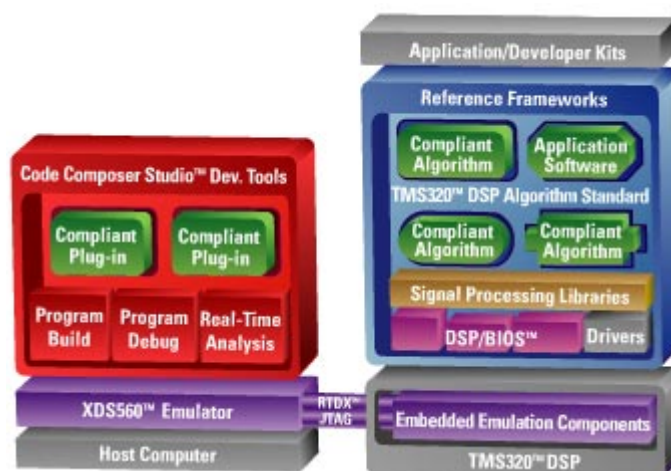
Los Controladores de Señales Digitales presentan otras ventajas sobre los microcontroladores, tales como flexibilidad en aplicaciones de potencia, mejores algoritmos de control en un estado de operación monitoreado y controlado en tiempo real, modos de dirección inteligente y supervisión de fallas, en general mejoras en funcionamiento y eficiencia.

En la actualidad se está desarrollando con mayor frecuencia aplicaciones mezclando las funcionalidades de un microcontrolador con las de un DSP, por lo que los fabricantes buscan integrar características de ambos [16].

### 4.3.2. La Familia TMS320C2000.

La familia TMS320C2000 pertenece a Texas Instruments, corresponde a la segunda generación de dispositivos de 16 bits de punto fijo. Esta plataforma del controlador digital de señales C2000 combina la integración de control periférico, la facilidad de uso de un microcontrolador y el poder de procesamiento más la eficiencia de la tecnología líder en DSP de Texas Instruments [17].

Los DSPs de la familia C2000 son ideales para aplicaciones industriales tales como control digital de motores, fuentes de poder digitales y aplicaciones de sensores inteligentes.



**Figura 4.3** Diagrama de bloques del uso de dispositivos de la familia TMS320C2000.

### 4.3.3. Tarjeta eZdsp

La Tarjeta eZdsp es un pequeño módulo electrónico que permite al usuario poner a prueba sus diseños en el procesador digital de señal TI TMS320F2812. Permite desarrollar y ejecutar programas para el procesador F2812 usando el programa *Code Composer Studio*. El eZdsp™ F2812 consta de cuatro bloques principales nombrados a continuación:

- Conectores para interface Analógica.
- Conectores para interface de Entrada / Salida.
- Interface JTAG.
- Controlador de interface para puerto paralelo JTAG.

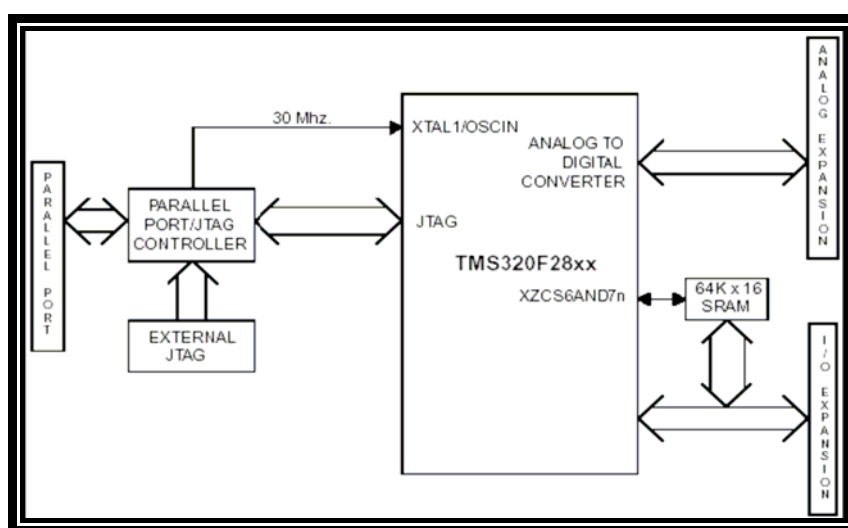


Figura 4.4 Diagrama de bloques del eZdsp F2812.

#### 4.4. Herramientas de Matlab

Matlab es un programa que permite trabajar con herramientas que realizan cálculos científicos para una gran variedad de campos de aplicación, brindando un lenguaje de programación propio y un soporte para el diseño de interfaz gráfica. MATLAB es un Laboratorio de Matrices de acuerdo a sus siglas en inglés *MATrix LABoratory*.

Para la implementación de controladores digitales Matlab nos facilita tres herramientas principales que son:

- Simulink.
- PLECS.
- Target for TI C2000.

##### 4.4.1. Simulink

Simulink es una herramienta muy útil usada para el modelaje, análisis y simulación de una amplia variedad de sistemas físicos y matemáticos, inclusive aquellos sistemas que poseen elementos no lineales y aquellos que hacen uso de tiempos

continuos y discretos [18]. Como una extensión de Matlab, Simulink adiciona muchas características específicas a los sistemas dinámicos, mientras conserva toda la funcionalidad de propósito general de Matlab. Así Simulink no es completamente un programa separado de Matlab, sino un anexo a él. El ambiente de Matlab está siempre disponible mientras se ejecuta una simulación en Simulink.

Simulink tiene dos fases de uso: la definición del modelo y el análisis del modelo. La definición del modelo significa construir el modelo a partir de elementos básicos construidos previamente, tal como, integradores, bloques de ganancia o servomotores. El análisis del modelo significa realizar la simulación, linealización y determinar el punto de equilibrio de un modelo previamente definido.

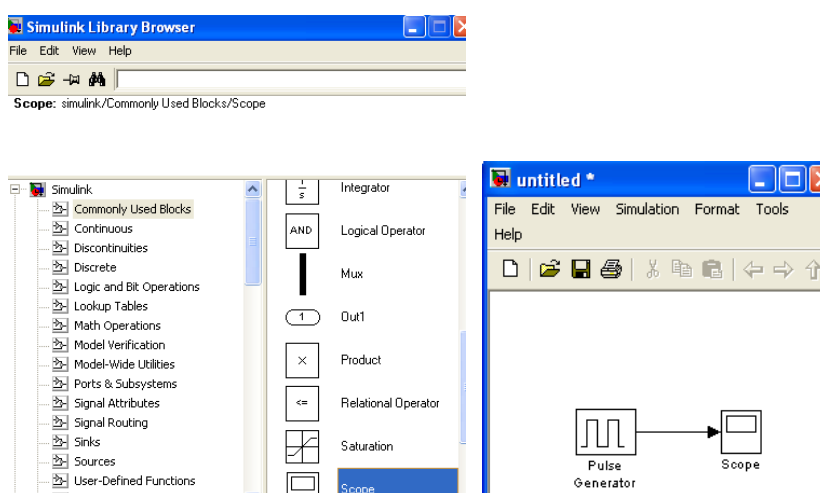


Figura 4.5 Librería de Simulink y espacio de trabajo.



#### 4.4.2. PLECS

PLECS es una librería perteneciente a Simulink usada en la simulación de circuitos eléctricos diseñada por Plexim. Es una herramienta usada en aplicaciones de electrónica de potencia, así como también es usada en diseño de redes eléctricas.

PLECS refuerza a Simulink con la capacidad de simular circuitos eléctricos modelándolos como un subsistema. Una ventaja de PLECS sobre otros programas de simulación, es el uso de componentes ideales, por tal motivo se aumenta la rapidez en la simulación.

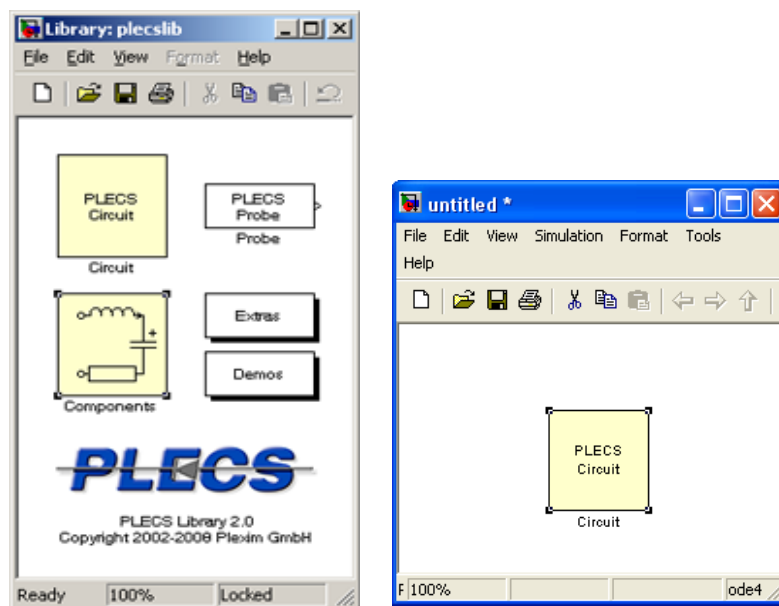
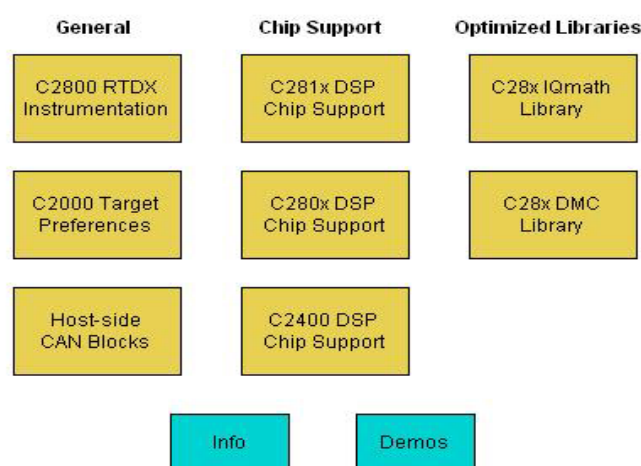


Figura 4.6 Librería PLECS y subsistema PLECS en Simulink.

### 4.4.3. Target for TI C2000

Target for TI C2000 es una aplicación que integra MATLAB y SIMULINK con las herramientas Texas Instruments eXpressDSP y la familia de procesadores C2000. Estos productos permiten desarrollar y validar diseños de control y algoritmos de procesamiento digital de señales a través de una ejecución automática de código, modelación y descarga en los procesadores TI C2000.

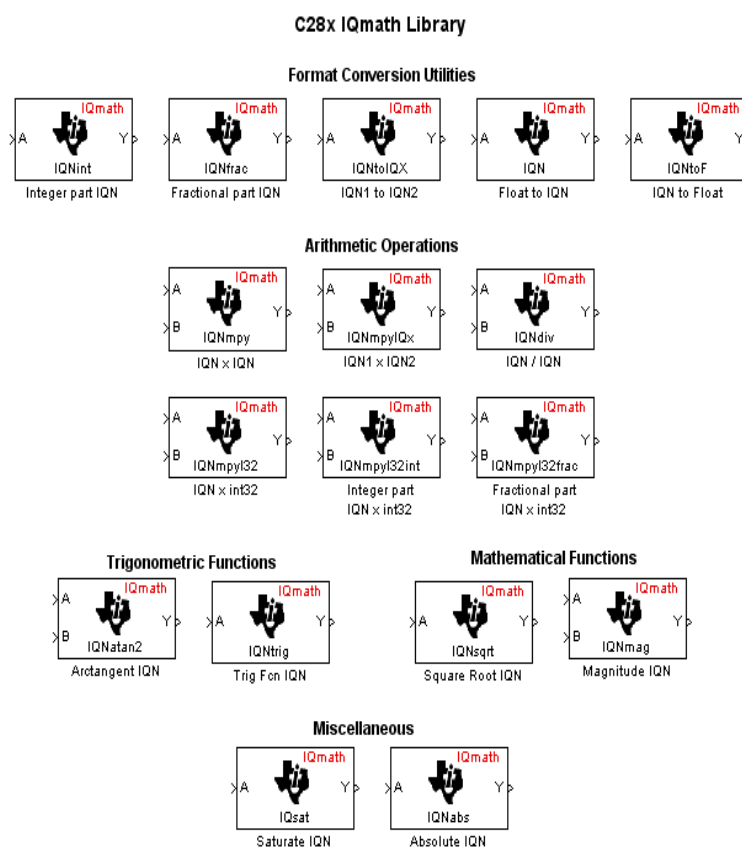
Gracias al uso de Target for TI C2000 y sus herramientas de desarrollo TI tales como el Code Composer Studio es posible generar un código en lenguaje C que permitirá la implementación en tiempo real de un modelo en Simulink.



**Figura 4.7** Librerías para la configuración con los distintos procesadores.

Es posible construir modelos de sistemas y algoritmos de control dentro del ambiente Simulink usando bloques de las librerías del Target for TI C2000.

Los bloques de las diferentes librerías del Target for TI C2000 que se utilizan son: Generador de Rampa, Transformada Inversa de Park, Generador de Vector Espacial, Conversión de IQN a Float, Conversión de Float a IQN, Multiplicación IQN1 por IQN2, entre otros.



**Figura 4.8** Librería C28x IQmath.

#### **4.5. Comunicación entre un DSP y un PC**

Para comunicar el DSP y el PC se requiere del eZdsp Code Composer Studio, contiene los programas necesarios para efectuar la comunicación. Entre los elementos que se necesita para realizar la comunicación se encuentran:

- ✓ Tarjeta F2812 eZdsp.
- ✓ DSP TMS320f2812.
- ✓ Fuente de poder universal de 5 V.
- ✓ Cable de poder AC.
- ✓ eZdsp Code Composer Studio.
- ✓ Cable de impresora.

El emulador de la plataforma de evaluación F2812 eZdsp para el DSP TMS320f2812 permite la comunicación entre el DSP y el PC con el Code Composer Studio a través del puerto de impresora o paralelo.

##### **4.5.1. Configuración del Puerto paralelo del PC**

Para realizar la configuración del puerto paralelo del PC, se debe conocer las direcciones de puerto que se encuentren

disponibles. El procedimiento para saber que direcciones están libres, el eZdsp debe estar desenergizado, se realiza el siguiente procedimiento:

1. Doble clic en el ícono SdConfig v3.1
2. Seleccionar Configuración -> Puertos disponibles -> Impresora

De la lista de puertos disponibles obtenidos, se elige uno de los que se encuentran en la pantalla del SdConfig v3.1, luego se selecciona la apropiada identificación del emulador como se muestra en la figura 4.9.

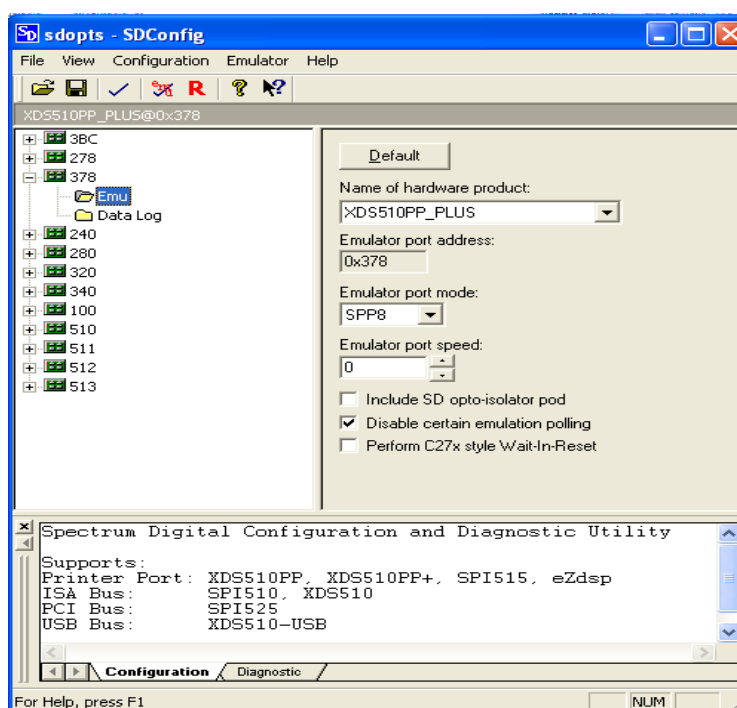


Figura 4.9 Pantalla principal del SdConfig v3.1

#### 4.5.2. Trabajando paso a paso con el DSP

Luego de realizar la configuración del puerto paralelo del PC, trabajar con el DSP es fácil a través de la herramienta Code Composer Studio. Específicamente se usa el programa F2812 eZdsp CCstudio v3.1 para conectar o desconectar la tarjeta eZdsp. Sea el caso de conexión o desconexión de la tarjeta eZdsp se realiza el siguiente procedimiento:

- ✓ Doble clic en el ícono F2812 eZdsp CCstudio v3.1
- ✓ De la barra de menú seleccionar Debug.
- ✓ Luego Connect ó Disconnect dependiendo del caso.

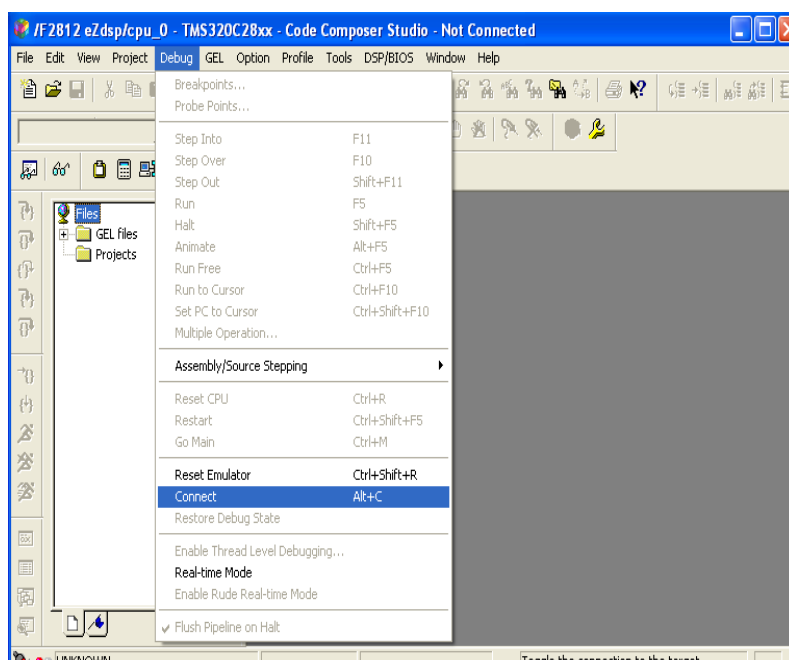


Figura 4.10 Pantalla principal F2812 eZdsp CCstudio v3.1

#### 4.6. Diseño, simulación e implementación del control para un DVR

Con los parámetros calculados en el capítulo 3, valores de inductancia, capacitancia e interruptores (IGBT), se ha implementado el DVR. El diseño y simulación del control del DVR se realizó en lazo cerrado; los valores calculados del controlador PI para una futura implementación son presentados. La implementación realizada es con un control en lazo abierto.

##### 4.6.1. Especificaciones

Se presenta una tabla detallando los principales elementos usados en la implementación con sus respectivos valores.

<b>Elementos</b>	<b>Valores</b>
Voltaje de alimentación	50 [V]
Voltaje Sag	25 [V]
Voltaje swell	75 [V]
Voltaje de Baterías DC	100 [Vdc]
Carga	200 [W]
Inductancia	3.3 [mH]
Capacitancia	19 [uF]
Relación de vueltas transformador	2 : 1
Módulo de IGBT's	IRAMY20UP60B
Frecuencia	60 [Hz]

**Tabla 4.1** Principales elementos en la simulación, diseño e implementación del DVR

#### 4.6.2. Cálculo de parámetros importantes del controlador

Para realizar los cálculos de los parámetros del controlador fue necesario identificar el sistema, es decir encontrar una función de transferencia que se aproxime al comportamiento real del DVR y con herramientas de simulación obtener valores para un controlador PI de tal manera que el sistema sea estable ante cualquier depresión o elevación de voltaje.

El primer paso es identificar la planta. Con la simulación empleada en el capítulo 3 se le agrega variaciones periódicas, representadas con un tren de pulsos, en la entrada del convertidor para obtener una respuesta a los cambios y con ésta encontrar una aproximación muy cercana con la herramienta *ident* de Matlab.

Después de almacenar la respuesta ante las variaciones ingresadas mediante un tren de pulsos previo a la obtención del tiempo de estabilización, en un arreglo de datos se procede a identificar la planta con la herramienta *ident*. Al obtener una aproximación cercana a la planta real, la función



de transferencia se pasa de discreta a continua para realizar su análisis con la herramienta SISOTOOL.de Matlab.

$$planta = \frac{1.36e04 + 3.453e09}{s^2 + 6723s + 8.686e07} \quad (4.1)$$

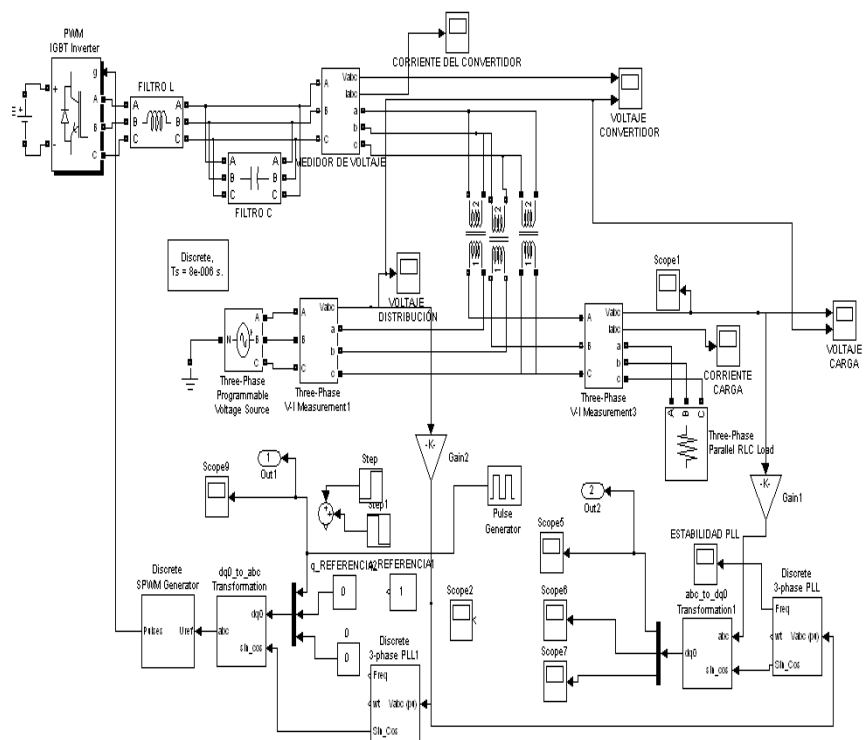


Figura 4.11 Simulación con variaciones periódicas para identificar la planta DVR.

```

Command Window
>> model=tf(d2c(oe121))

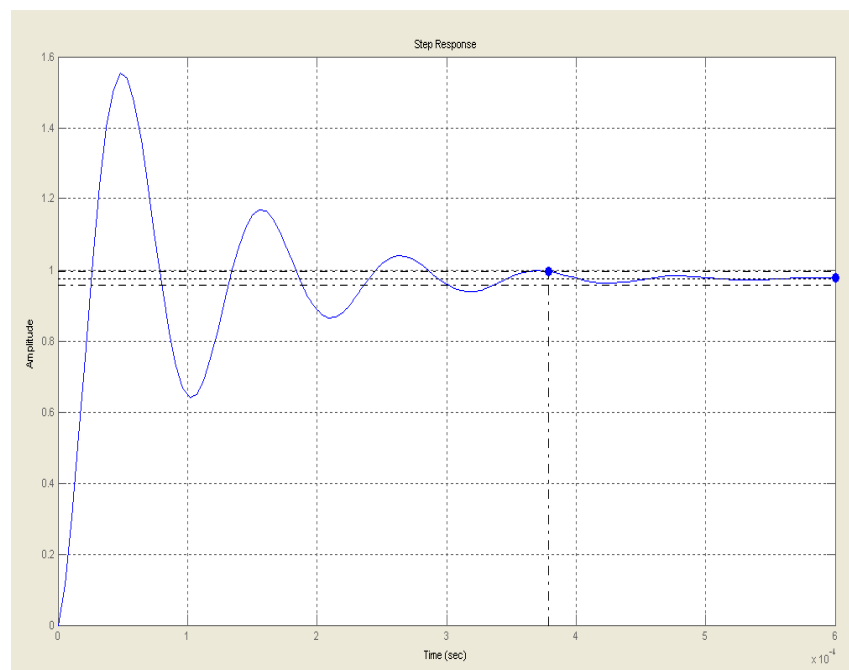
Transfer function from input "u1" to output "y1":
1.369e004 s + 3.453e009
-----
s^2 + 6723 s + 8.686e007

```

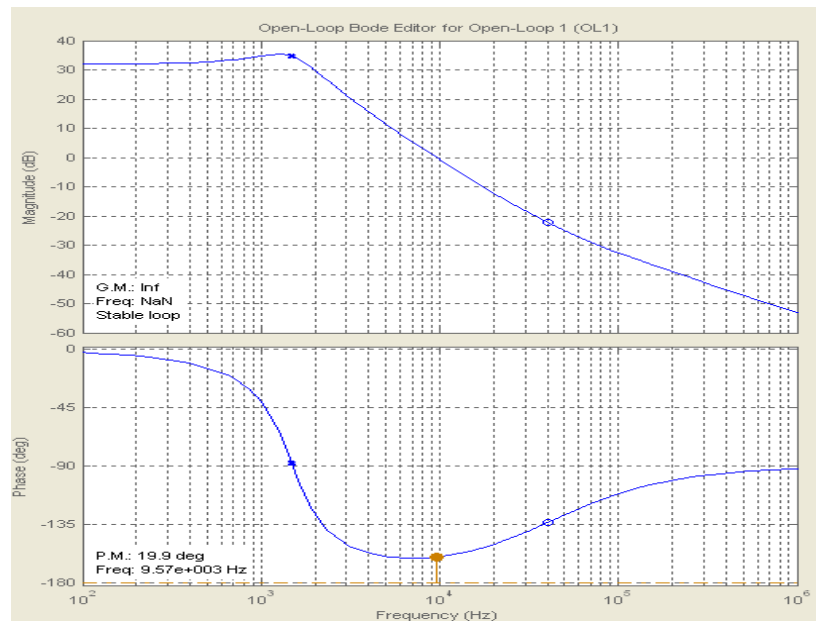
Figura 4.12 Identificación de la planta DVR.

Con la planta identificada del DVR como se muestra en la figura 4.12, se procede a ingresar la función de transferencia en la herramienta SISOTOOL. Es una interfaz gráfica para el usuario, permite diseñar compensadores por medio de una interacción gráfica mediante gráficos de Bode, Nichols y localización de raíces.

En la figura 4.13 se muestra la respuesta en lazo abierto de la planta identificada ante un escalón.

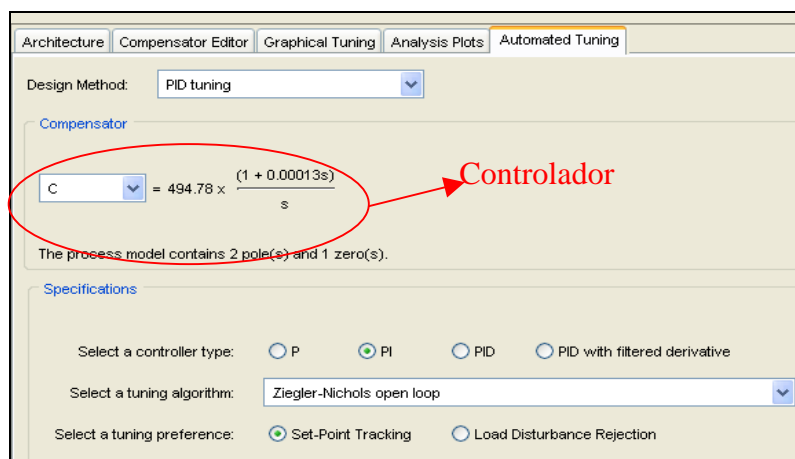


**Figura 4.13** Respuesta de la planta identificada en lazo abierto ante un escalón.



**Figura 4.14** Diagrama de Bode de magnitud y fase en lazo abierto.

Entre las opciones rápidas que brinda SISOTOOL para diseñar compensadores está el *Automated Tuning*. El método de diseño usado es *PID tuning* para el que se seleccionó un controlador tipo PI mediante el algoritmo de *Ziegler – Nichols open loop*



**Figura 4.15** Controlador tipo PI calculado en el SISOTOOL.

El controlador PI obtenido es:

$$G_c(s) = 494.78 \times \frac{(1+0.000013s)}{s} \quad (4.2)$$

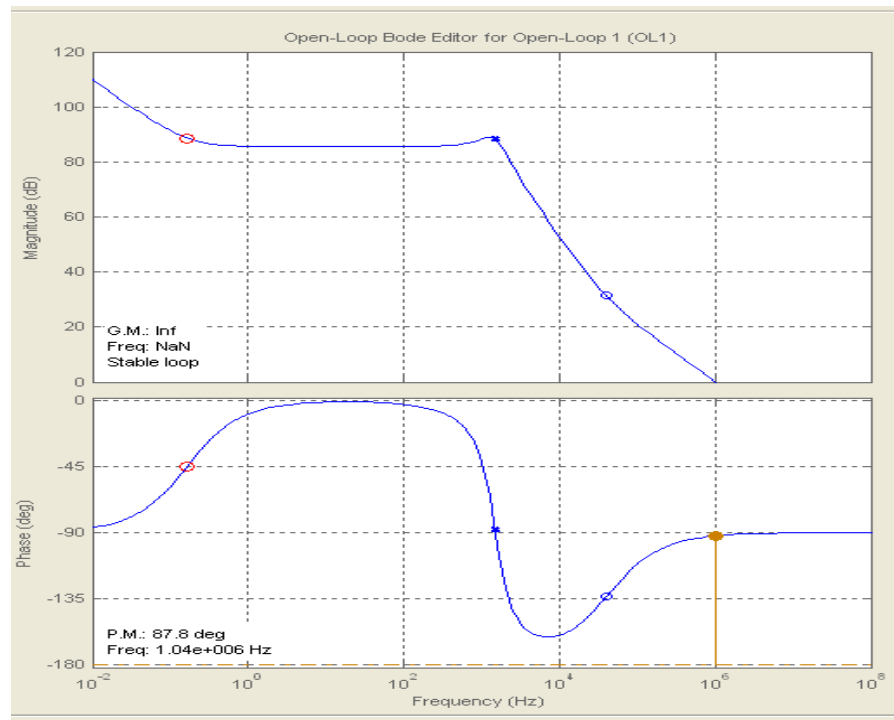


Figura 4.16 Diagrama de Bode de magnitud y fase en lazo cerrado.

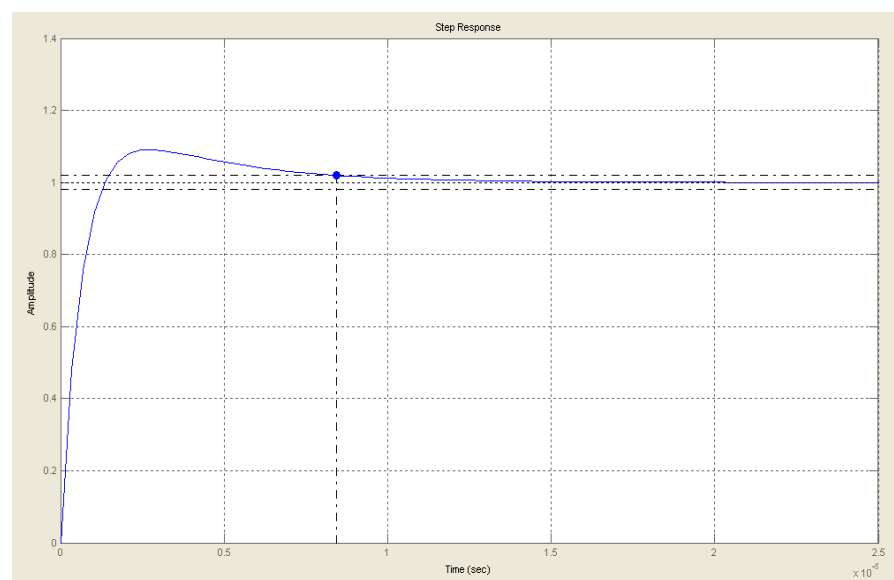


Figura 4.17 Respuesta de la planta identificada en lazo cerrado ante un escalón.

### 4.6.3. Control mediante bloques en Simulink

En la figura 4.18 se muestra el circuito de simulación en el que se incluye el controlador PI. Se presentan dos simulaciones, una para depresión de voltaje del 50% y otra para una elevación del 50%. Ante cualquier variación de voltaje en la alimentación, el voltaje en la carga no se verá afectado gracias al controlador PI implementado.

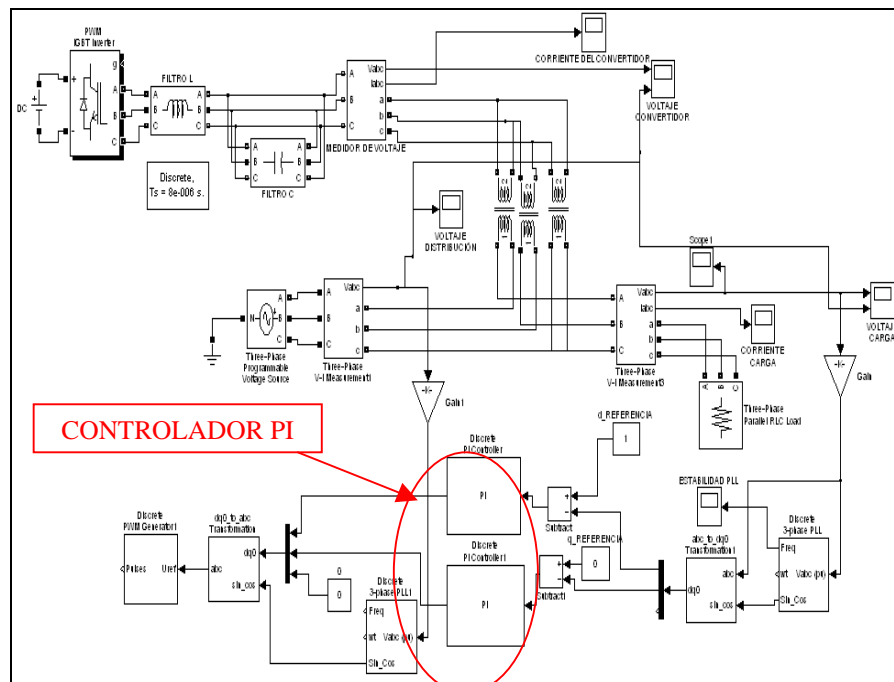
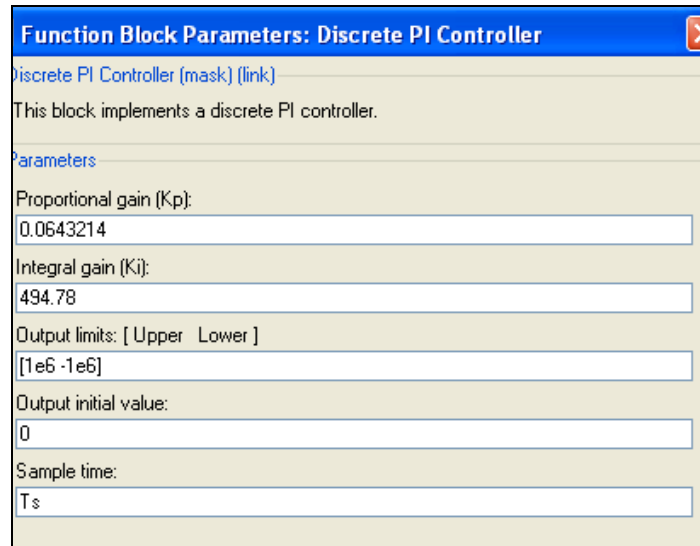


Figura 4.18 Implementación del controlador PI calculado en la simulación

En la figura 4.19 se aprecia los valores del controlador PI ingresados en el bloque *Discrete PI Controller*, en el que se

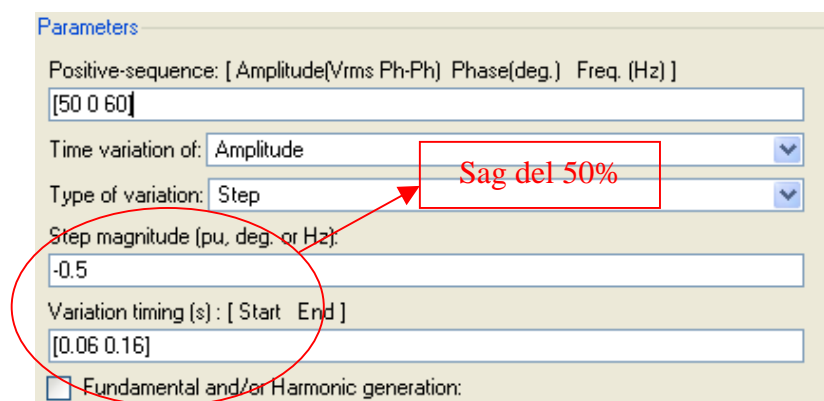
detallan la ganancia proporcional ( $K_p$ ) y la ganancia del integrador ( $K_i$ ).



**Figura 4.19** Ingreso de valores del controlador PI en el bloque Discrete PI controller.

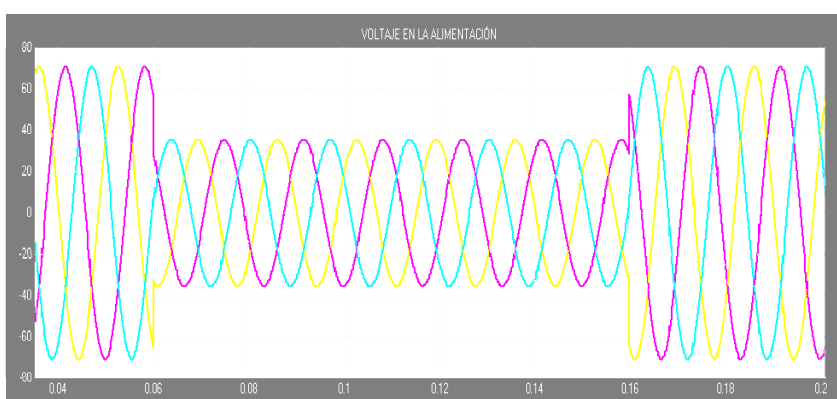
- **Simulación para un sag del 50 %**

En la figura 4.20 se aprecia los valores ingresados en una fuente programable trifásica para generar un sag del 50%.

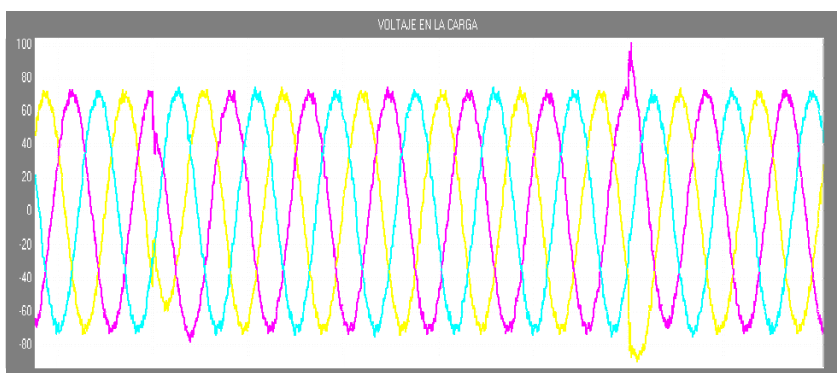


**Figura 4.20** Variación del 50 % del voltaje (sag) de la alimentación en el bloque Three phase Programmable Voltage Source

Con una depresión del 50 % del voltaje nominal de alimentación entre 60 [ms] y 116 [ms], el controlador PI estabiliza el voltaje en la carga sin que ésta sea afectada como se muestra en la figura 4.22.



**Figura 4.21** Variación del 50 % del voltaje (sag) de la alimentación en el bloque Three phase Programmable Voltage Source.



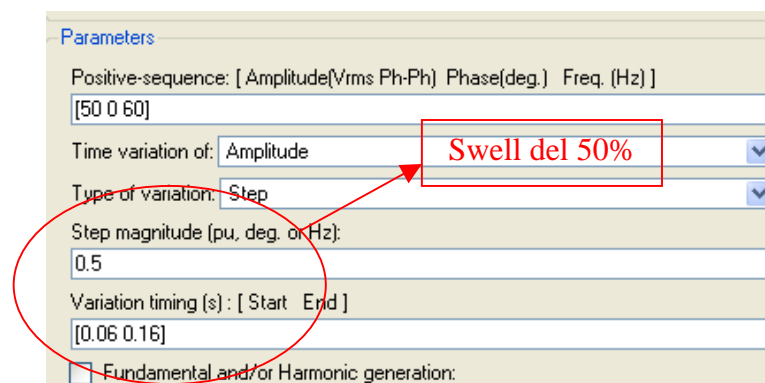
**Figura 4.22** Voltaje compensado en la carga ante un sag.

Durante la variación de voltaje de alimentación, el DVR compensa el voltaje en la carga manteniendo su magnitud y fase. En el momento que entra y sale la depresión de

voltaje se observa que hay una pequeña transición debido a la acción inmediata y correctora del DVR, ésta no afecta a la carga debido a que su tiempo es mucho menor a 16.66 [ms], periodo en el que se genera una frecuencia de 60 [Hz].

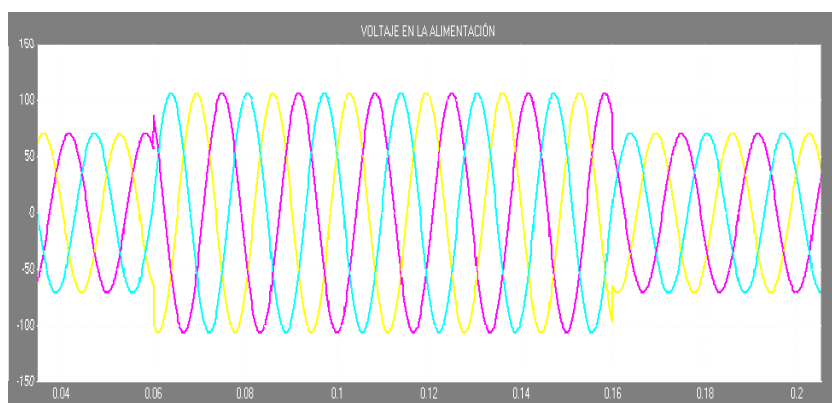
- **Simulación para un swell del 50 %**

De la misma manera como se simuló para una depresión de voltaje, se programa la fuente trifásica de voltaje para que produzca una variación de amplitud entre 60 [ms] y 116 [ms], como se muestra en la figura 4.23. Gracias a la corrección realizada por el controlador PI, el voltaje en la carga se mantiene como en la figura 4.25.

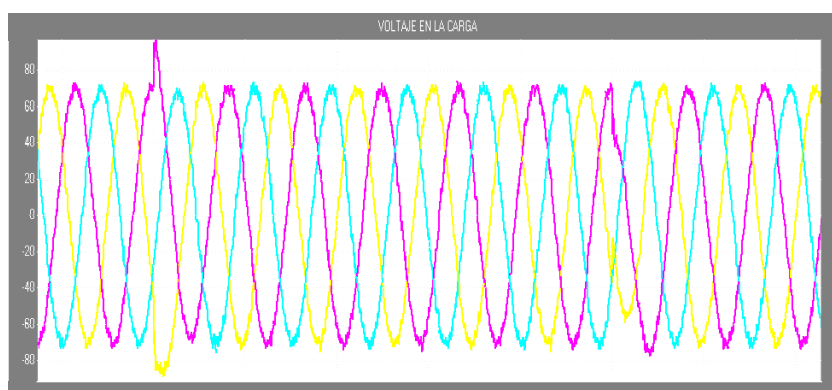


**Figura 4.23** Variación del 50 % del voltaje (swell) de la alimentación en el bloque Three phase Programmable Voltage Source





**Figura 4.24** Variación del 50 % del voltaje (swell) de la alimentación en el bloque Three phase Programmable Voltage Source



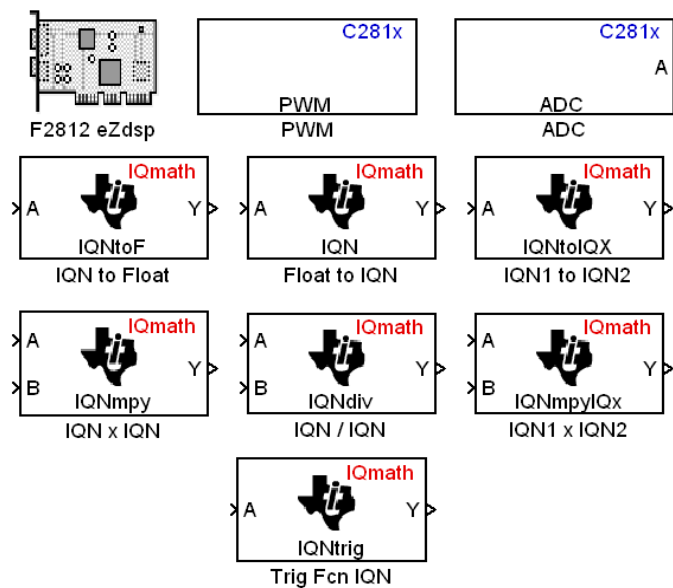
**Figura 4.25** Voltaje compensado en la carga ante un swell

#### 4.6.4. Implementación del control en el DSP

La implementación del control en el DSP es en lazo abierto. Mediante la medición del voltaje trifásico de línea en la carga se genera una referencia o señal moduladora para el voltaje de compensación. La amplitud del voltaje a compensar sag y swell se determina en lazo abierto, en otras palabras se pre-

calcula. Los bloques utilizados para la programación del DSP son:

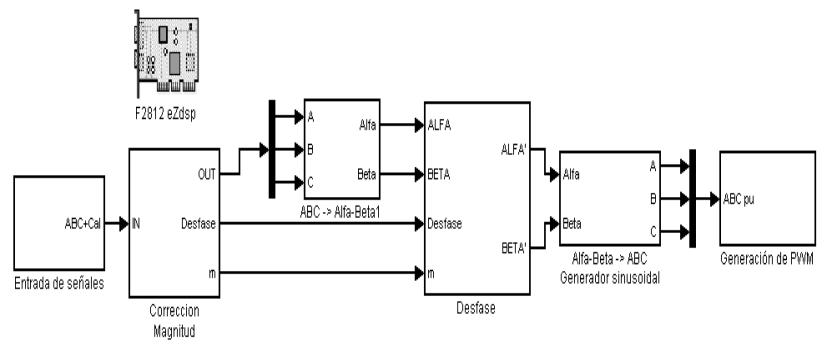
- F2812 eZdsp: Configura el DSP.
- ADC: Convertidor Análogo – Digital.
- PWM: Generador PWM.
- Float to IQN: Transforma Datos Float a Palabras de 32 bits
- IQN to Float: Transforma Palabras de 32 bits a Datos Float
- IQN x IQN: Multiplica palabras del mismo tamaño.
- IQN / IQN: Divide palabras del mismo tamaño.
- IQN1 x IQN2: Multiplica palabras de diferente tamaño.
- Trig Fcn IQN: Funciones Trigonómicas.
- IQN1 to IQN2: Transforma palabras de un tamaño a otro.



**Figura 4.26** Bloques de la Librería TI C2000 utilizados.

✓ **Programa para Implementación**

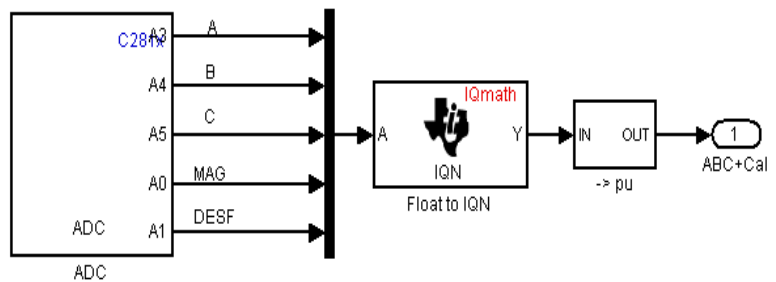
El programa que se usa para cargar en el DSP para que trabaje como INVERSOR se muestra en la figura 4.28.



**Figura 4.27** Programa MODO INVERSOR.

Los bloques utilizados son:

✓ **Entrada de Señales:**



**Figura 4.28** Entrada de Señales.

Conformado por los siguientes Bloques:

- a. Bloque Convertidor Analógico - Digital: Adquiere señales de Magnitud, Fase y voltajes trifásicos.
- b. Bloque Float to IQN: Transforma el tipo de dato de tipo Float a una palabra de 32 bits.
- c. Bloque de acondicionamiento de Señal: Acondiciona la señal a valores entre 1 y -1.

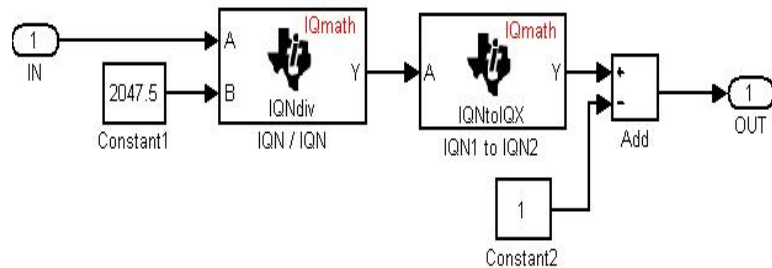


Figura 4.29 Acondicionamiento de Señal (Por Unidad).

### ✓ Control de Magnitud y Fase

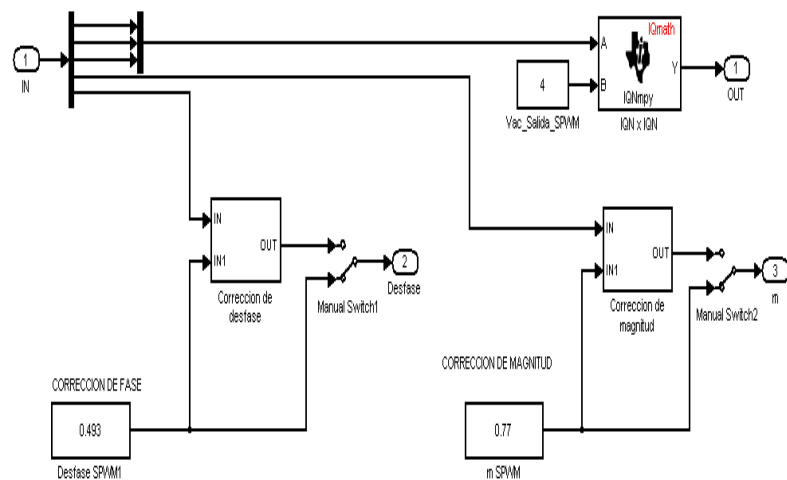


Figura 4.30 Control de Magnitud y Fase .

✓ Bloque ABC → αβ:

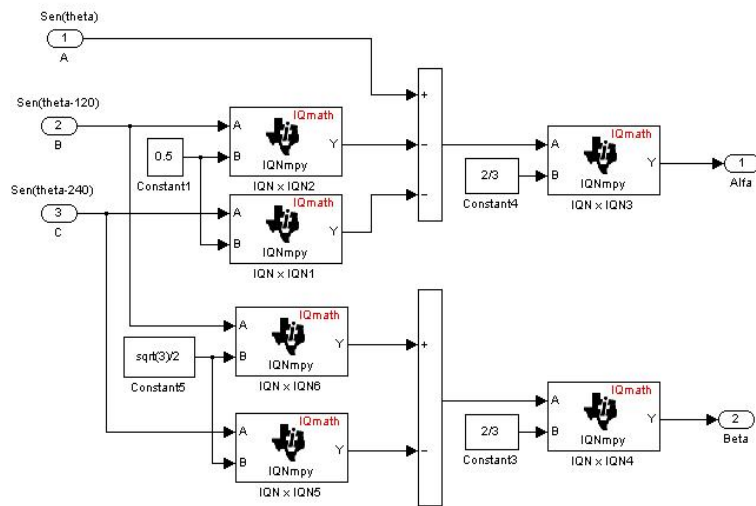


Figura 4.31 Bloque ABC → αβ

Definido por la siguiente matriz:

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

✓ Matriz de Desfase :

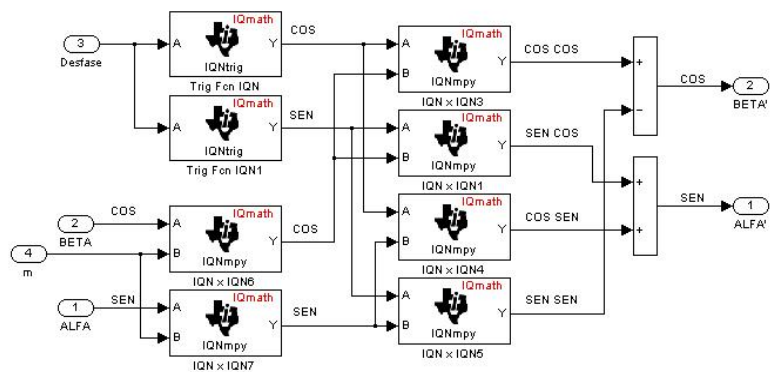


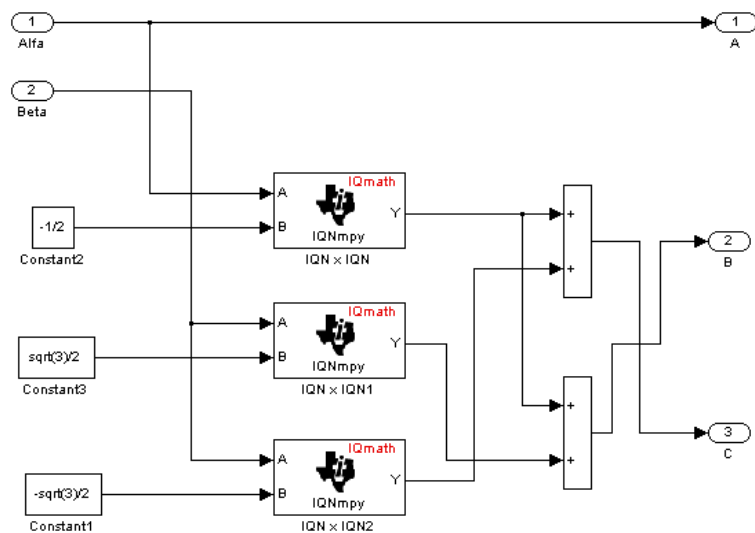
Figura 4.32 Matriz de Desfase

Su función es desfasar las señales  $\alpha$  y  $\beta$  de acuerdo a lo requerido, y su diseño está dado por:

$$\cos(\theta + \delta) = \cos(\theta) \cos(\delta) - \sin(\theta) \sin(\delta) \quad (4.4)$$

$$\sin(\theta + \delta) = \sin(\theta) \cos(\delta) + \cos(\theta) \sin(\delta) \quad (4.5)$$

✓ **Generador Sinusoidal:**



**Figura 4.33** Generador Sinusoidal.

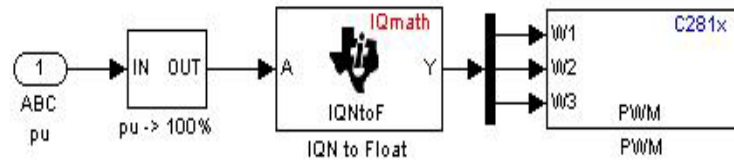
Definido por:

$$A = \sin(\theta) \quad (4.6)$$

$$B = \sin(\theta + 120^\circ) = -\frac{1}{2}\sin(\theta) + \frac{\sqrt{3}}{2}\cos(\theta) \quad (4.7)$$

$$C = \sin(\theta + 240^\circ) = -\frac{1}{2}\sin(\theta) - \frac{\sqrt{3}}{2}\cos(\theta) \quad (4.8)$$

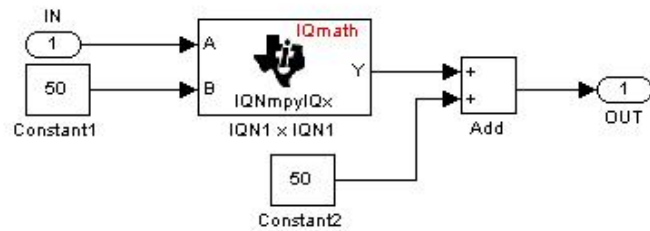
✓ **Generación PWM:**



**Figura 4.34** Generación PWM

Compuesto por los siguientes Bloques:

- a. Acondicionamiento de Señal: Acondiciona las señales dejándolas en porcentaje.



**Figura 4.35** Acondicionamiento de Señal (Porcentaje).

- b. IQN to Float: Transforma un dato de 32 bits a tipo Float.
- c. Bloque PWM: De acuerdo a la señal de referencia genera la modulación.

Los resultados de la implementación del DVR con control en lazo abierto se muestran en DESCRIPCIÓN Y RESULTADOS.

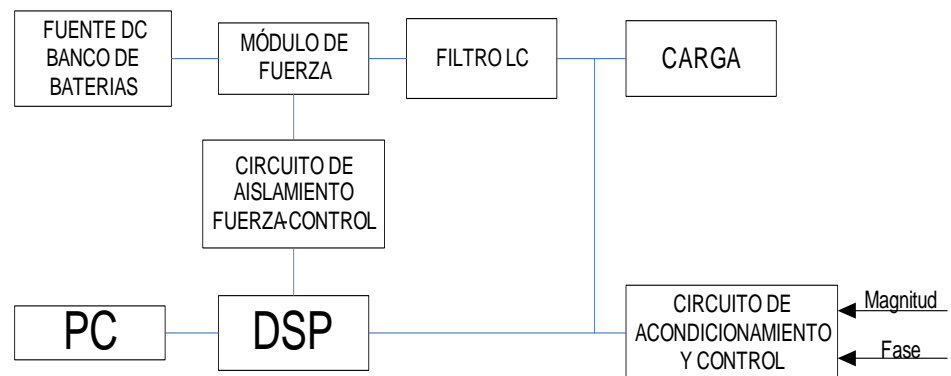
## DESCRIPCIÓN DE LA IMPLEMENTACIÓN Y RESULTADOS

### Implementación:

La implementación realizada para el DVR se la detalla en el siguiente orden:

1. Diagrama General de Conexiones del Sistema
2. Circuito de Acondicionamiento y Control
3. Circuito de Aislamiento Control – Fuerza
4. Fuente DC (Banco de Baterías)
5. Circuito de Fuerza
6. Filtro LC
7. Fuentes de Voltaje: Etapa de Control y Fuerza

#### 1. Diagrama General de Conexiones del Sistema



**Figura 1** Diagrama General de Conexiones del Sistema



## 2. Circuito de Acondicionamiento y Control

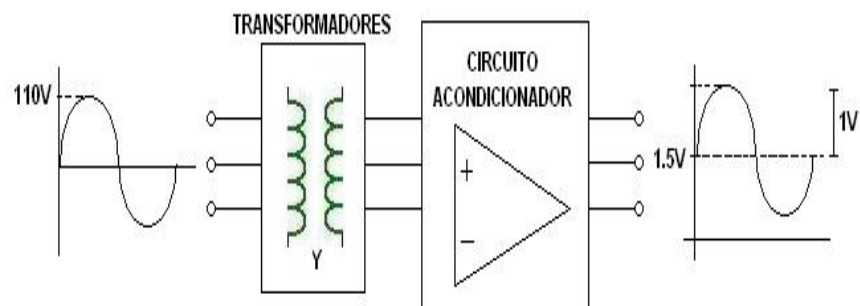
Se diseñó este circuito para acondicionar los voltajes de entrada que ingresan al DSP, de tal manera que no se dañen las entradas analógicas.

- Nivel AC: Relación 100V  $\rightarrow$  1V (Máxima entrada 110V)
- Nivel DC: 0  $\rightarrow$  1.5V

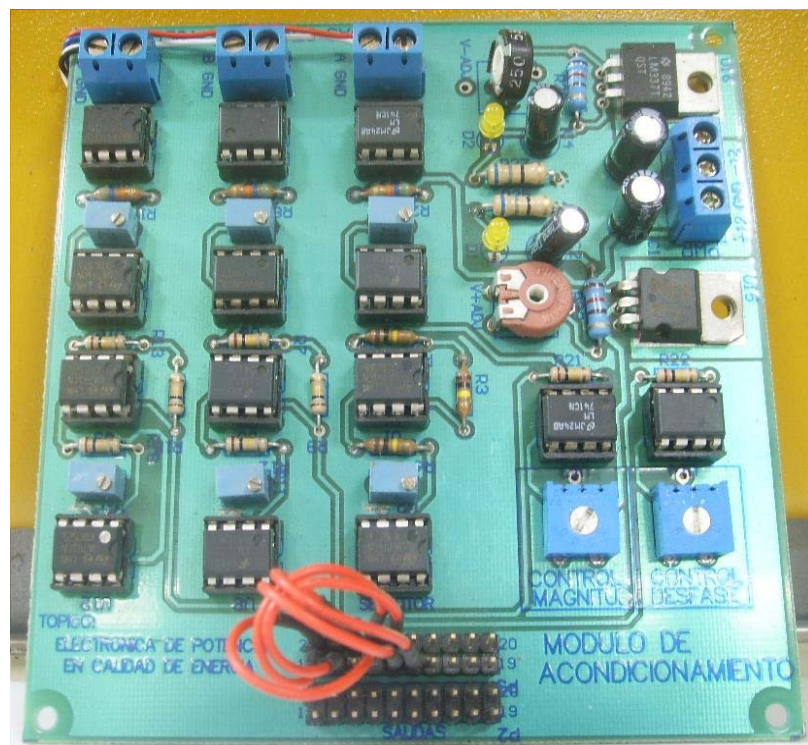
Con un rango de voltaje entre 0 a 3V se cumplen con las especificaciones del DSP. (ANEXO C).

El acondicionamiento se conforma de dos etapas:

- Transformadores: En Estrella a la red trifásica, relación: 110:6.
- Circuito Acondicionador: Configuración de OPAMP. (ANEXO B)



**Figura 2** Diagrama del Acondicionador de Señales

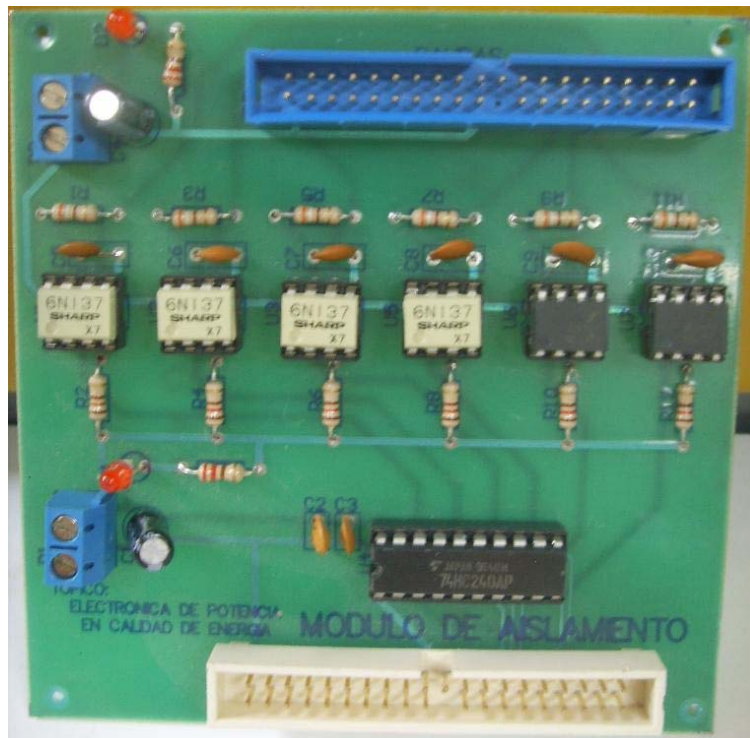


**Figura 3** Tarjeta electrónica del Circuito Acondicionador

### 3. Circuito de Aislamiento Control – Fuerza

El objetivo de este circuito es separar las etapas de Control y Fuerza, aislándolas con opto-acopladores digitales disminuyendo el ruido que se presentan en las señales de control.

Un buffer es colocado a la salida del opto-acoplador para generar una señal PWM de un nivel de 5V, aumentando así la corriente y acondicionando la señal para la entrada del bloque de Fuerza (ANEXO B).



**Figura 4:** Tarjeta electrónica del Circuito de Aislamiento Control - Fuerza

### 4. Fuente DC (Banco de Baterías)

Está conformado por 8 Baterías con una capacidad de 7 Amperios Horas a 12V, alcanzando un total de 96Vdc.



**Figura 5** Banco de Baterías

## **5. Circuito de Fuerza**

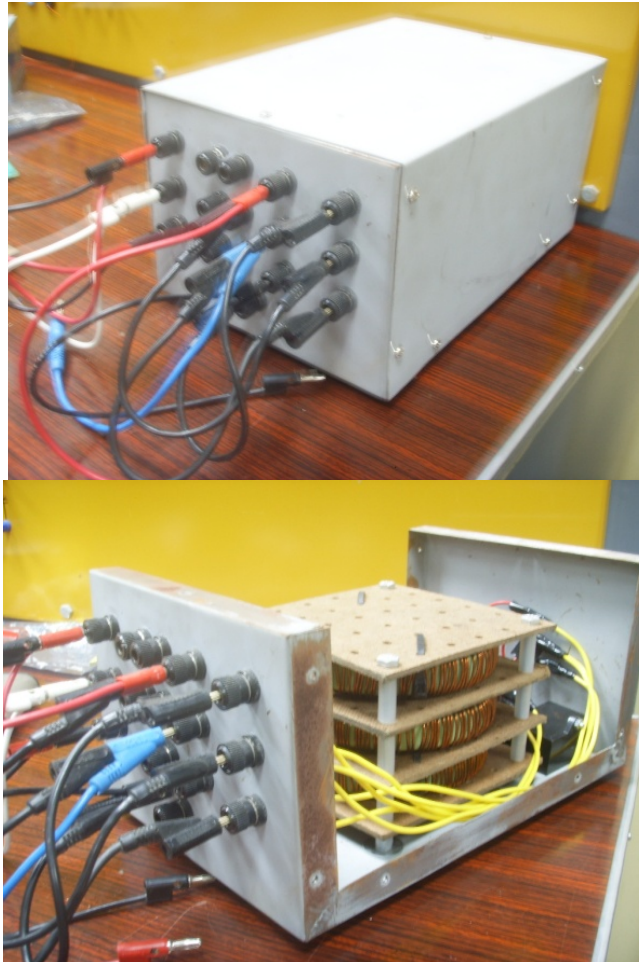
El circuito de fuerza está básicamente constituido por el modulo de IGBT IRAMY20UP60B. Se ha adicionado varios filtros capacitivos en el lado DC para eliminar la distorsión en la señal (ANEXO B).



Figura 6 Circuito de Fuerza

## 6. Filtro LC

Es un Banco Trifásico de Inductores y Capacitores. En la implementación los inductores se encuentran en serie con la salida del convertidor y los capacitores están conectados en delta, formando un filtro LC.

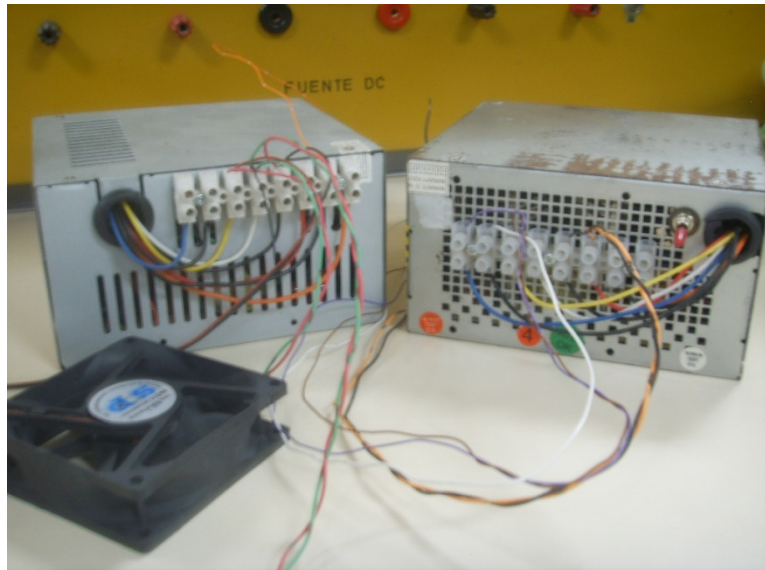


**Figura 7** Banco de Impedancia L-C

## **7. Fuente de Voltaje: Etapa de Control y Fuerza**

Para la alimentación se usaron dos Fuentes de Voltaje independientes, una de  $\pm 12V$  para la etapa de Control y otra de  $\pm 12V$  y  $\pm 5V$  para la etapa de Fuerza.

Se escogieron dos fuentes de computadora por incluir en su diseño un Filtro LC, evitando así señales no deseadas entre etapas.



**Figura 8** Fuentes de Voltaje DC

En este análisis se utilizaron dos analizadores de redes:

- FLUKE 435: Análisis Trifásico en el lado AC
- FLUKE 43B: Análisis en el lado DC



**Figura 9** FLUKE 435



**Figura 10** FLUKE 43B



**Figura 11** Vista General de la Implementación



## - Resultados

En la figura 11 se presenta la conexión física e implementación del DVR para compensar sag y swell. En la siguiente tabla 1 se encuentran las especificaciones con las que se trabajó durante la compensación para elevación y depresión de voltaje.

Elementos	Valores
Voltaje de alimentación	50 [V]
Voltaje Sag	25 [V]
Voltaje swell	75 [V]
Voltaje de Baterías DC	100 [Vdc]
Carga	200 [W]
Inductancia	3.3 [mH]
Capacitancia	19 [uF]
Relación de vueltas transformador	2 : 1
Módulo de IGBT's	IRAMY20UP60B
Frecuencia	60 [Hz]

**Tabla 1** Principales elementos en la simulación, diseño e implementación del DVR

A continuación se muestra los resultados obtenidos durante la compensación; las mediciones se realizaron con el Analizador de Energía Fluke 435. Se ha realizado mediciones para la compensación de una sag y un swell del 50% del voltaje nominal.

- Compensando sag del 50% del voltaje nominal

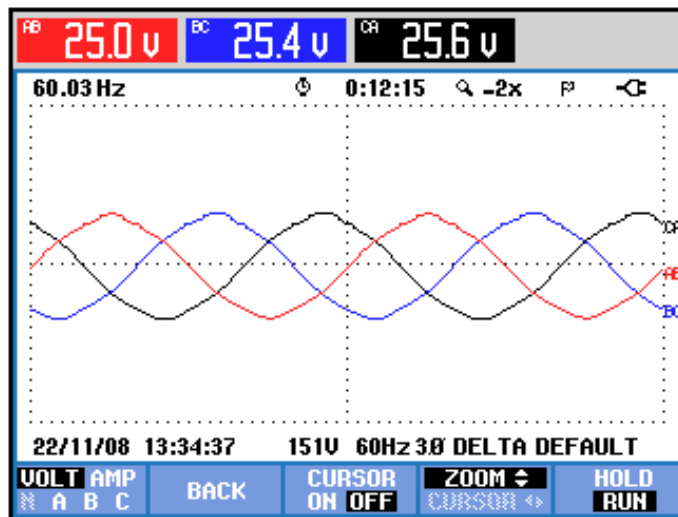


Figura 12 Voltaje sag en la fuente de alimentación

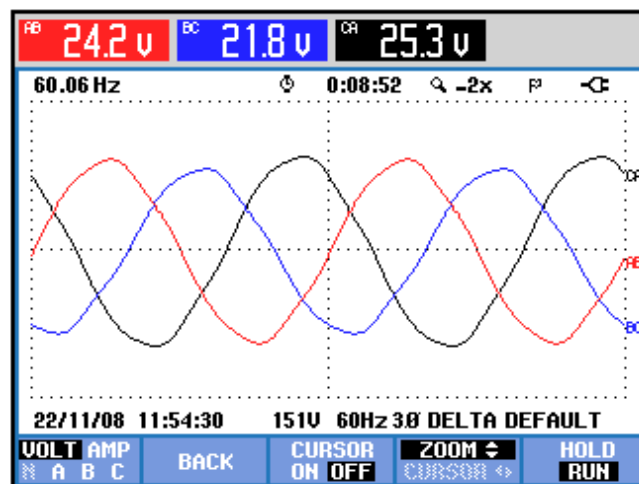


Figura 13 Voltaje en la carga antes de compensar el sag

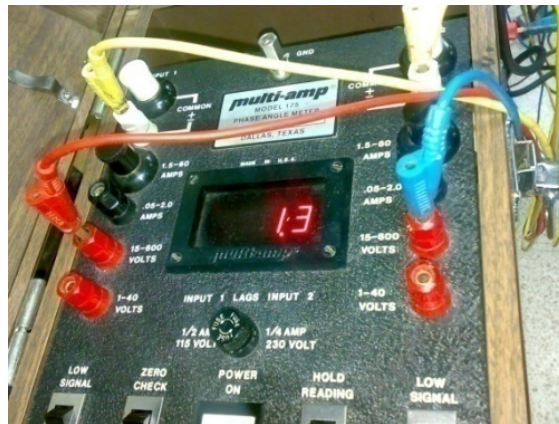


Figura 14 Medición de fase del voltaje DVR con respecto al voltaje de alimentación al compensar el sag

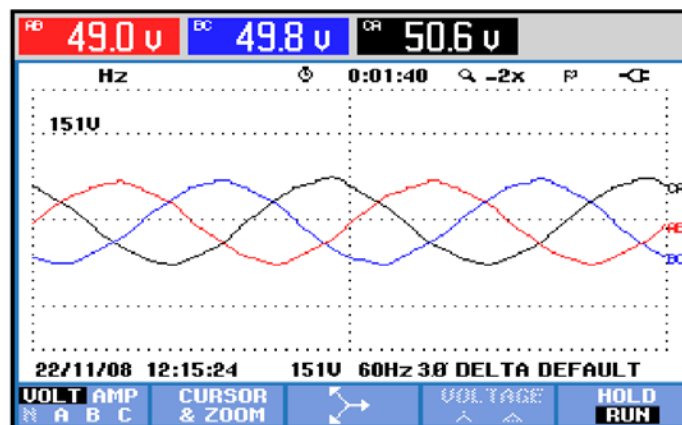


Figura 15 Voltaje compensado en la carga

Voltios/Amperios/Hz			
	AB	BC	CA
V <sub>rms</sub>	49.24	50.01	50.75
V <sub>pk</sub>	74.3	74.8	77.3
CF	1.51	1.49	1.52
Hz	59.996		
	A	B	C
A <sub>rms</sub>	0.3	0.3	0.3
A <sub>pk</sub>	0.5	0.6	0.4
CF	OL	OL	OL

22/11/08 12:17:23 151V 60Hz 38 DELTA DEFAULT

Figura 16 Voltaje, corriente y frecuencia durante la compensación del sag

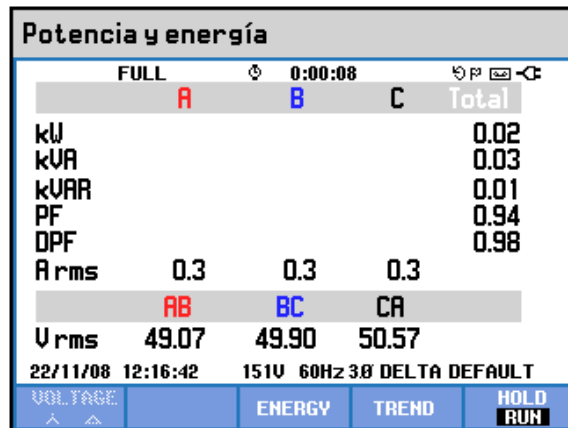


Figura 17 Potencia y energía durante la compensación del voltaje sag

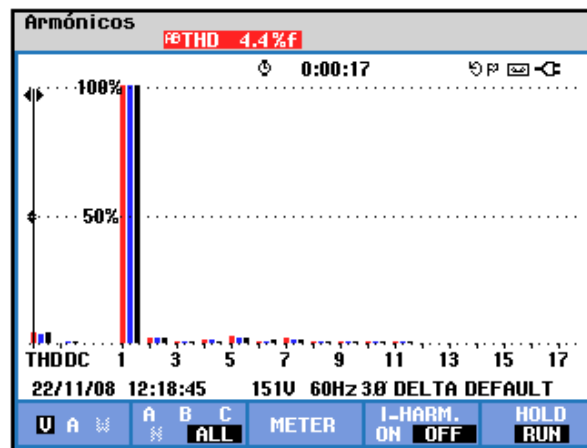


Figura 18 THD del voltaje durante la compensación del voltaje sag

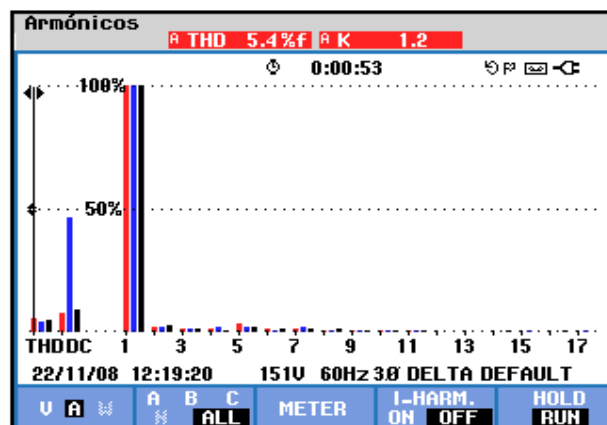


Figura 19 THD de la corriente durante la compensación del voltaje sag

- Compensando swell del 50% del voltaje nominal

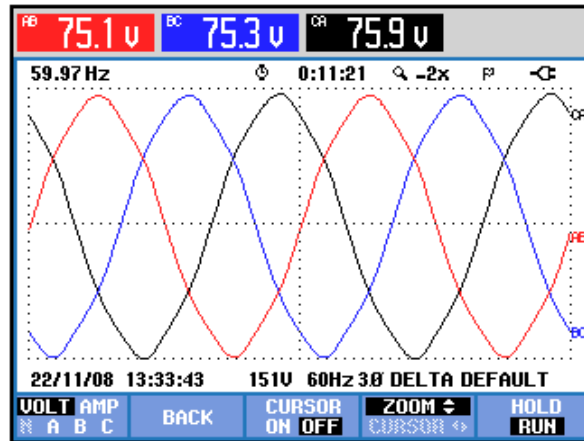


Figura 20 Voltaje swell en la fuente de alimentación

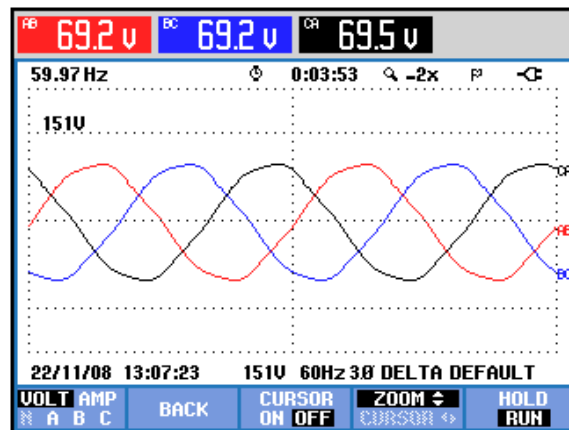


Figura 21 Voltaje en la carga antes de compensar el swell

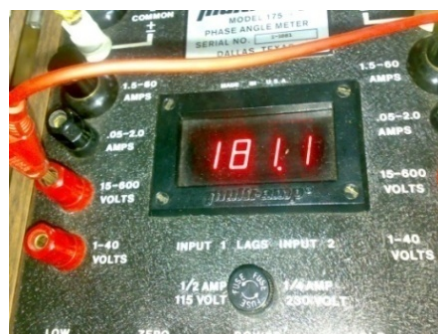


Figura 22 Medición de fase del voltaje DVR con respecto al voltaje de alimentación al compensar el swell

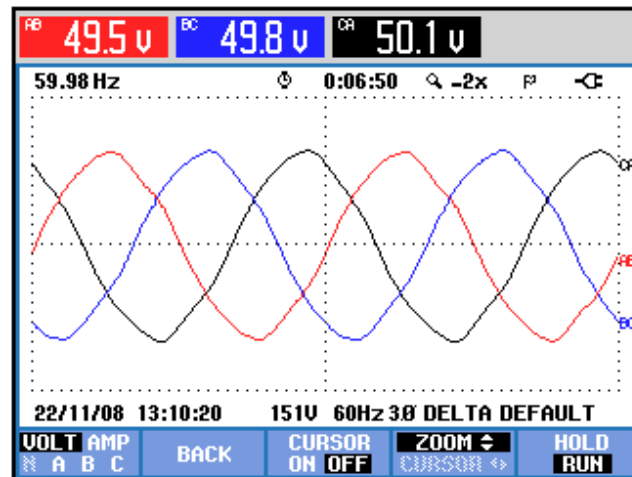


Figura 23 Voltaje compensado en la carga

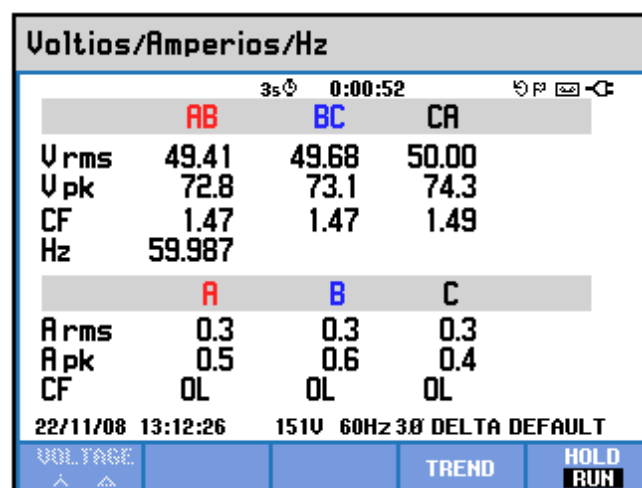


Figura 24 Voltaje, corriente y frecuencia medidas con el analizador trifásico durante la compensación del swell

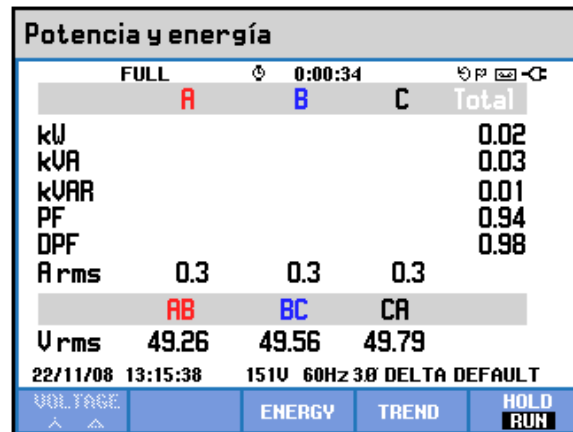


Figura 25 Potencia y energía durante la compensación del voltaje swell

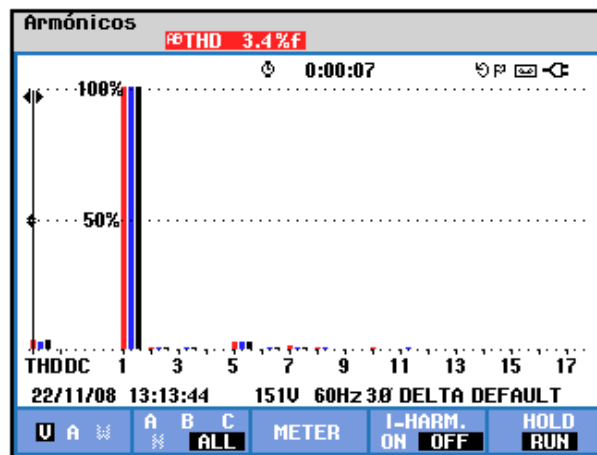


Figura 26 THD del voltaje durante la compensación del voltaje swell

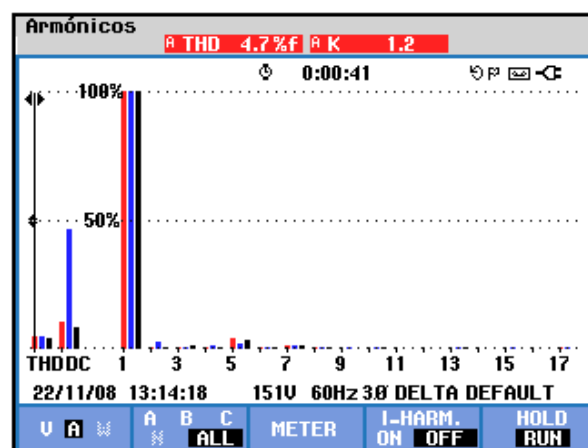


Figura 27 THD de la corriente durante la compensación del voltaje swell

## CONCLUSIONES

Luego del diseño e implementación del DVR se puede concluir lo siguiente:

- La capacidad de la unidad de almacenamiento de energía es un factor limitante durante la compensación, especialmente de sags de larga duración.
- La compatibilidad del DSP TMS320C2812 de Texas Instrument con MATLAB permite que la programación del control sea simplificada y de forma gráfica.
- Para reducir los problemas de ruidos (Interferencias Electromagnéticas), fue necesario:
  1. Aislar los circuitos de Fuerza y Control.
  2. Utilizar fuentes independientes que incluyan por diseño un Filtro LC.
  3. Implementar un chasis Metálico que contenga a los inductores y capacitores y realizar una adecuada conexión de puesta a tierra.
- Los máximos valores de distorsión armónica obtenidos durante la compensación en el DVR son: THDV = 4.3 % y THDI = 5.4% para sag, THDV = 3.4% y THDI = 4.7% para swell. Estos valores están dentro del rango que permite la norma IEEE 519-1992.



- Las formas de ondas obtenidas durante la compensación del sag y swell poseen muy poca distorsión, sus niveles de distorsión armónica están dentro del rango permitido debido a que el convertidor trabajó siempre en zona de modulación lineal, es decir no hubo sobremodulación, y al correcto dimensionamiento del filtro LC.
- En control de lazo abierto, el voltaje serie de compensación necesario para mantener el voltaje en la carga no es exacto, debido a las caídas de voltaje presentes en las resistencias series del transformador y del filtro LC; para reducir estas caídas de voltaje es necesario implementar un control de lazo cerrado.

## RECOMENDACIONES

- Tener precaución con las señales de entrada analógicas que ingresan al DSP, éste solo resiste hasta 3 V.
- No utilizar tiempos de muestreo menores a  $20 \mu s$  para evitar la recarga del DSP en el procesamiento y adquisición de señales.
- Revisar los voltajes de polarización de las tarjetas usadas en la implementación.
- Revisar las conexiones de todo el proyecto para evitar que se produzcan fallas.
- La puesta a tierra de los elementos es necesaria para evitar ruido y la propagación de éste.
- Al realizar la implementación del proyecto se realiza los siguientes pasos para el encendido de los elementos del DVR, para así evitar cualquier riesgo de daños: 1) Energizar las tarjetas de los módulos de acondicionamiento, aislamiento y fuerza. 2) Energizar el DSP. 3) Accionar el breaker trifásico que habilita el convertidor. 4) Accionar el breaker que habilita las baterías.

## PROYECTO FUTURO

- Implementación del controlador diseñado en lazo cerrado para el DVR.

## BIBLIOGRAFÍA

- [1] Harmonic Control in Electric Power Systems (IEEE Std. 519 1992), Technical Document, ROBICON
- [4] Suresh Kumar “Dynamic Voltage Restorers (DVR) and their control” Articles in Electrical Engineering from Suresh Kumar.
- [5] Arindha Ghosh and Gerard Ledwich, “POWER QUALITY ENHANCEMENT USING CUSTOM POWER DEVICES”, Kluwer Academic Publishes.
- [6] Mahinda Vilathgamuwa, A. D. Ranjith Perera and S.S. Choi “Performance Improvement of the Dynamic Voltage Restorer with Closed-Loop Load Voltage and Current-Mode Control” IEEE transactions on power electronics, vol 17, no 5, pp 824-833 september 2002.
- [7] Ned Mohan, Tore Undeland, William Robbins, “ELECTRÓNICA DE POTENCIA: Convertidores, Aplicaciones y Diseños”, 2da Edición, John Wiley & Sons Inc, 1995.
- [8] Rashid Muhammad H., “MANUAL DE ELECTRONICA DE POTENCIA”, Pensacola Florida, Academic Press, 2001.
- [9] Robert Warren E., Dragan Maksimović, “FUNDAMENTOS DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA”, 2da Edición, Springer 2001
- [10] Ali Mehrizi-Sani, “Advanced Modulation Techniques for Power Converters”, Department of Electrical and Computer Engineering,

University of Manitoba, Winnipeg, Manitoba, 2001.

[15] Francisco Ramírez Rodríguez, "DISEÑO DE CONTROLADORES DIGITALES", septiembre 2001.

[18] The Mathworks, Inc. SIMULINK USER'S GUIDE, 1997

Páginas de Internet:

[2] [http://en.wikipedia.org/wiki/Uninterruptible\\_power\\_supply](http://en.wikipedia.org/wiki/Uninterruptible_power_supply)

[3] <http://www.fuzzycontrolsac.com/articulos/articulo1.htm>

[11] [www.tdx.cesca.es/TESIS\\_UPC/AVAILABLE/TDX-0104105-1901//11Sam11de15.pdf](http://www.tdx.cesca.es/TESIS_UPC/AVAILABLE/TDX-0104105-1901//11Sam11de15.pdf)

[12] <http://www.burkert.es/ESN/375.html>

[13] [http://en.wikipedia.org/wiki/PID\\_controller](http://en.wikipedia.org/wiki/PID_controller)

[14] <http://www.uoguelph.ca/~antoon/gadgets/pll/pll.html>

[16] <http://www.monografias.com/trabajos17/procesamiento-digital/procesamiento-digital.shtml#SISTDIG>

[17] <http://www.elo.utfsm.cl/~elo385/Documentos/Intro-DSP.pdf>

# **ANEXOS**

**ANEXO A:**

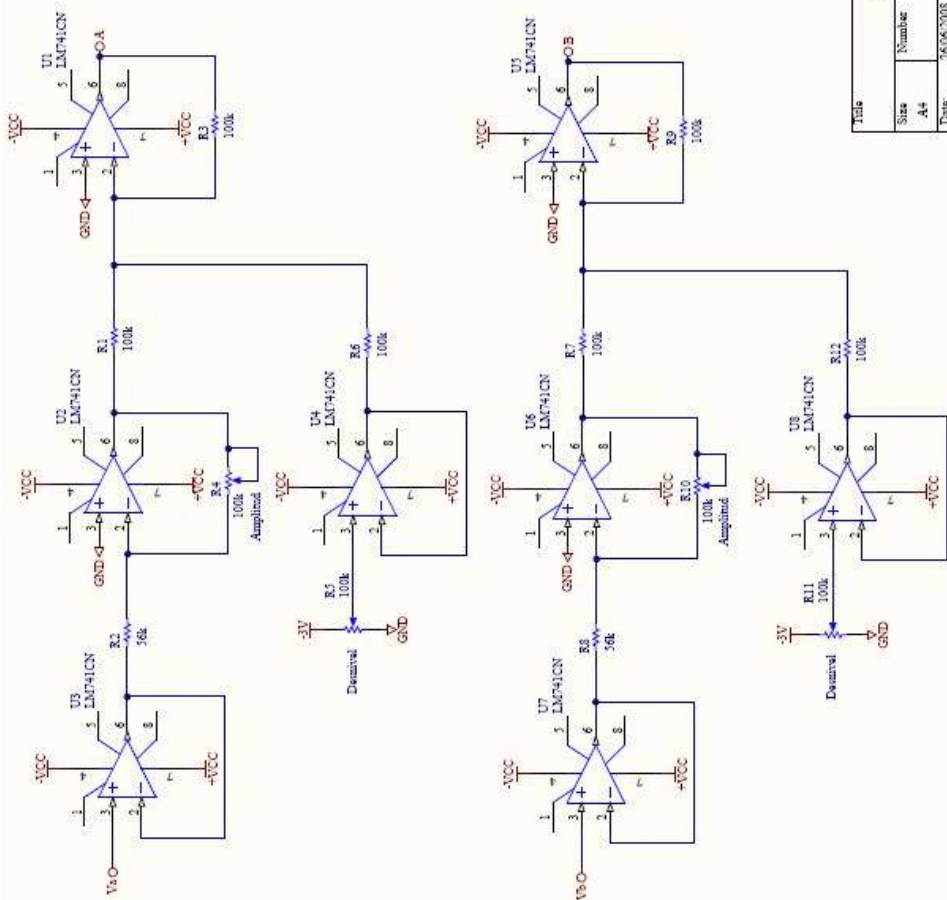
**PLAN DE ACTIVIDADES**

NUM	SEMANA	MES	ACTIVIDAD	AVANCE
1	del 24 AL 30	Dic-07	Diseño y Elaboracion de circuitos de Fuerza y control	Simulacion de Circuitos de Adquisicion de voltajes AC
2	del 31 al 6	Ene-08	Cotizacion de elementos y compra de los mismos exterior.	
3	del 7 al 13	Ene-08	Fabricacion de tarjetas de circuito impreso	
4	del 14 al 20	Ene-08	Soldado de elementos en tarjetas	
5	del 28 al 3	Feb-08	Prueba de operación de tarjeta de adquisicion	
6	del 4 al 10	Feb-08	Prueba de operación de tarjeta de adquisicion	
7	del 25 al 2	Mar-08	Implementacion de Simulaciones del convertidor operando como Inversor.	
8	del 3 al 9	Mar-08	Pruebas de Adquisicion de datos como Inversor.	
9	del 10 al 31	Mar-08	Pruebas de Operatividad Correcciones en Bloques de Simulink Pruebas con cambios realizados.	
10	del 7 al 13	Abr-08	adquisicion de datos con ruido	Se instala barra de tierra para mejorar estabilidad de señales
11	del 21 al 27	Abr-08	Se corrige circuito de adquisicion de señales se elabora nuevo diseño	
12	del 28 al 4	May-08	Se envia a construir placa de circuito impreso de Adquisicion	
13	del 28 al 3	Jul-08	Se realizan pruebas con nueva tarjeta de adquisicion de datos	
14	del 4 al 10	Ago-08	Se realizan prueba de replica de señales con éxito	
15	del 11 al 17	Ago-08	Se hacen pruebas de Generacion de señales senoidales con frecuencia y magnitud variable	
16	del 18 al 24	Ago-08	Revisión de teoria de funcionamiento de DVR	
17	del 25 al 31	Ago-08	Pruebas de Operatividad, daño de elementos.	
18	del 1 al 7	Sep-08	Pedido al exterior de componentes quemados.	
19	del 8 al 14	Sep-08	Revisión de Capítulos escritos de Tesis	
20	del 15 al 21	Sep-08	Recepcion y soldado de Componentes comprados	
21	del 22 al 28	Sep-08	Pruebas de Operación en conjunto con transformadores en Serie	
22	del 29 al 5	Oct-08	Cambios en configuracion de bloques de simulink	
23	del 6 al 12	Oct-08	Pruebas y cambios en estructura de proyecto	
24	del 13 al 19	Oct-08	Mediciones de desfase	
25	del 20 al 26	Oct-08	Pruebas operando con un Sag y Swell locales	
26	del 27 al 2	Oct-08	Pruebas totales de todo el circuito operando como DVR	
27	del 10 al 16	Nov-08	Prueba de Operación	Se finalizan pruebas DVR operativo
28	del 17 al 23	Nov-08	Elaboracion y documentacion de la Tesis	Revisión de Capítulos con Director de Tesis
29	del 24 al 30	Nov-08	Elaboracion y documentacion de la Tesis	Revisión de Capítulos con Director de Tesis
30	del 01 al 07	Dic-08	Elaboracion y documentacion de la Tesis	Revisión de Capítulos con Director de Tesis
31	del 08 al 14	Dic-08	Elaboracion y documentacion de la Tesis	Revisión de Capítulos con Director de Tesis

**ANEXO B:**  
**ESQUEMÁTICOS**

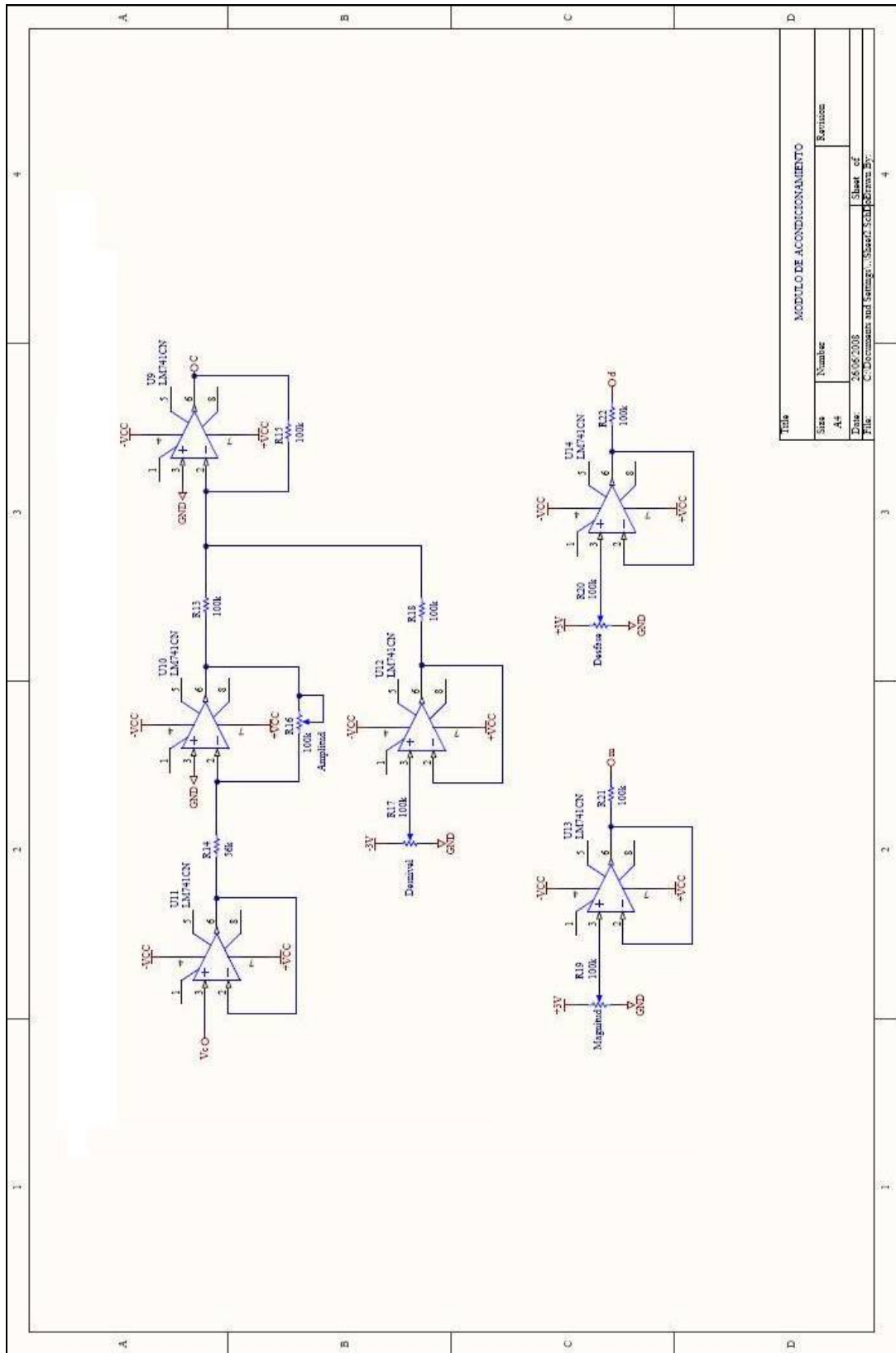


B.1. ESQUEMATICO DEL CIRCUITO ACONDICIONADOR DE SEÑAL

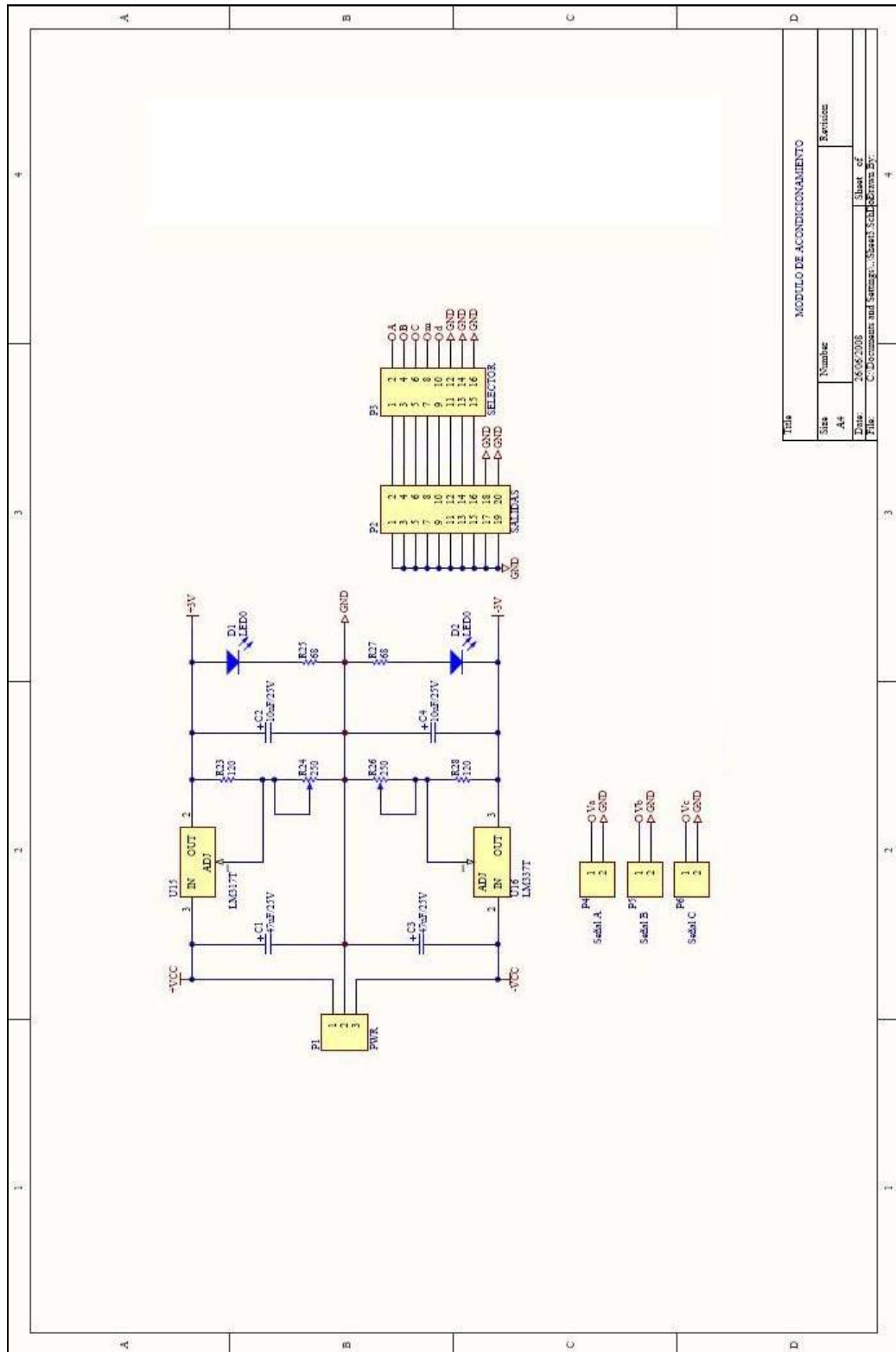


Título		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	26/06/2008	Sheet of
File:	C:\Documents and Settings\... \Sheet1.SCH	Sheet of

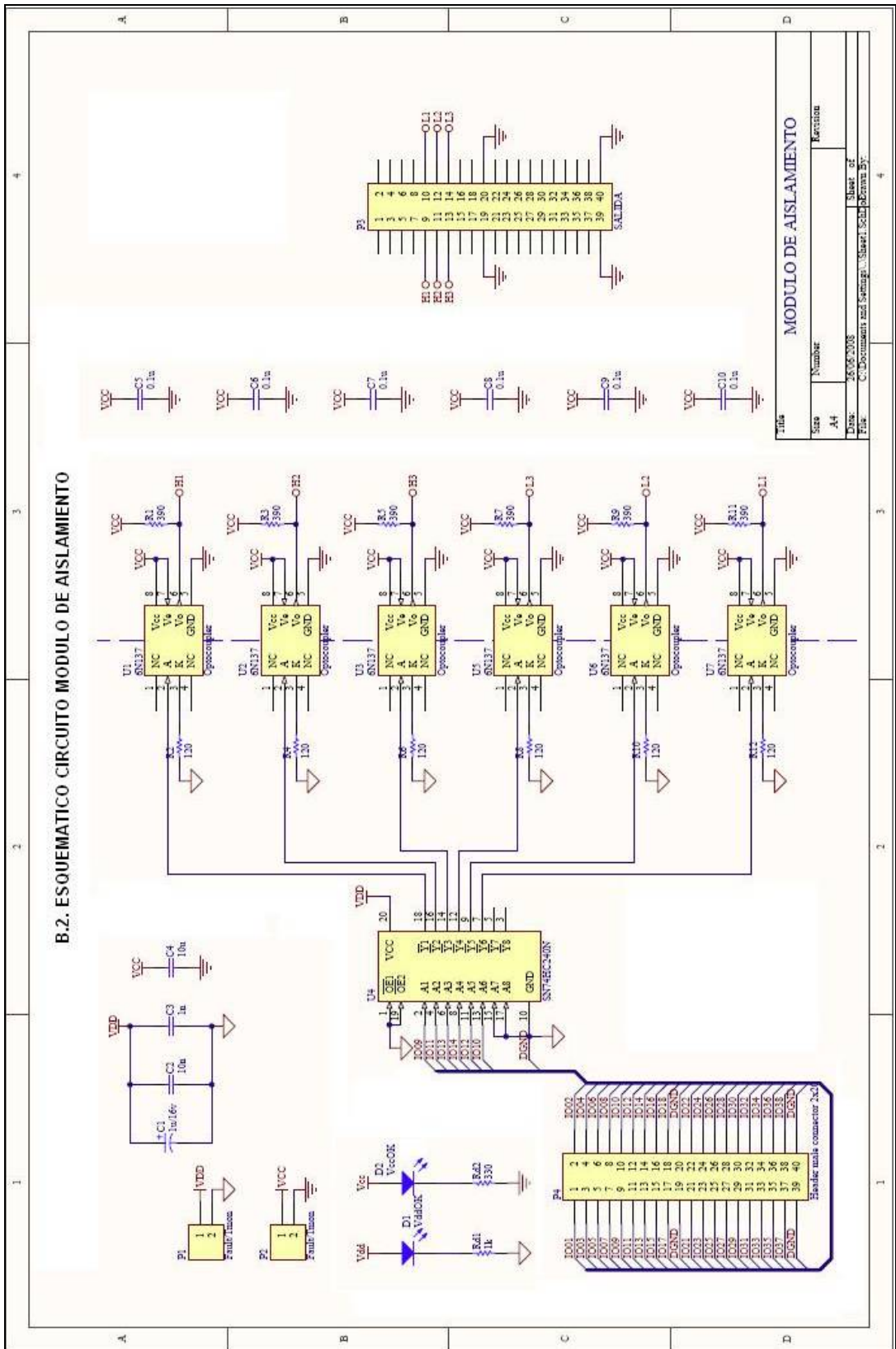
A 4x4 grid frame with labels A, B, C, D on the left and 1, 2, 3, 4 on the top.



Title	
Size	Numero
A4	Seixente
Date	Sheet of
File	C:\Documents and Settings\... \Sheet1.Sch

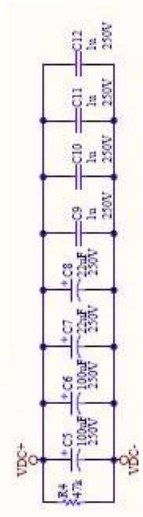
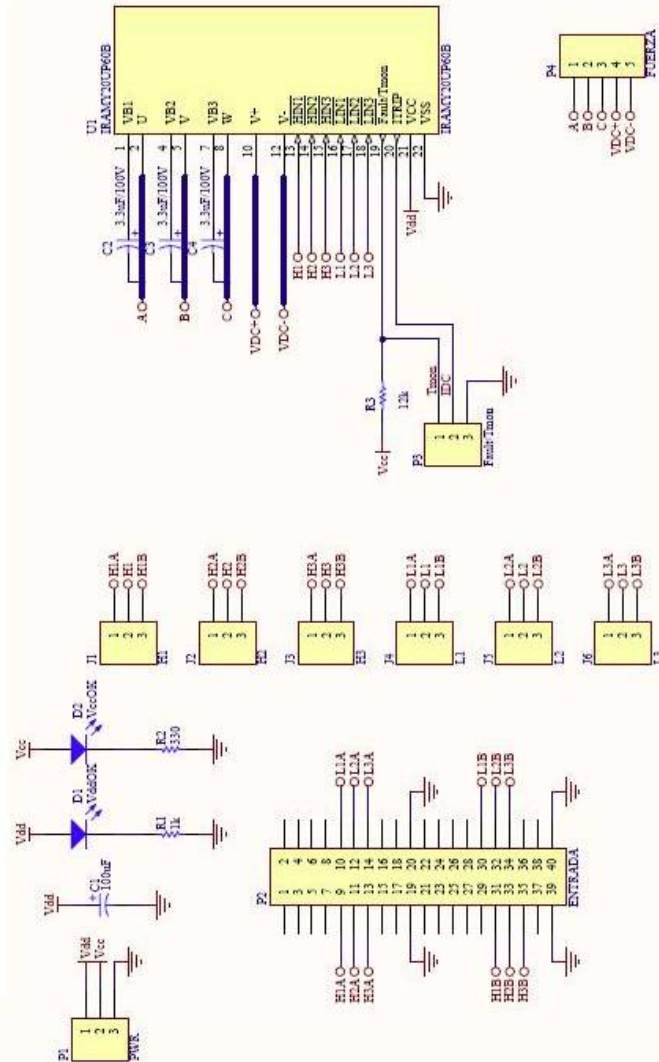


B.2. ESQUEMATICO CIRCUITO MODULO DE AISLAMIENTO

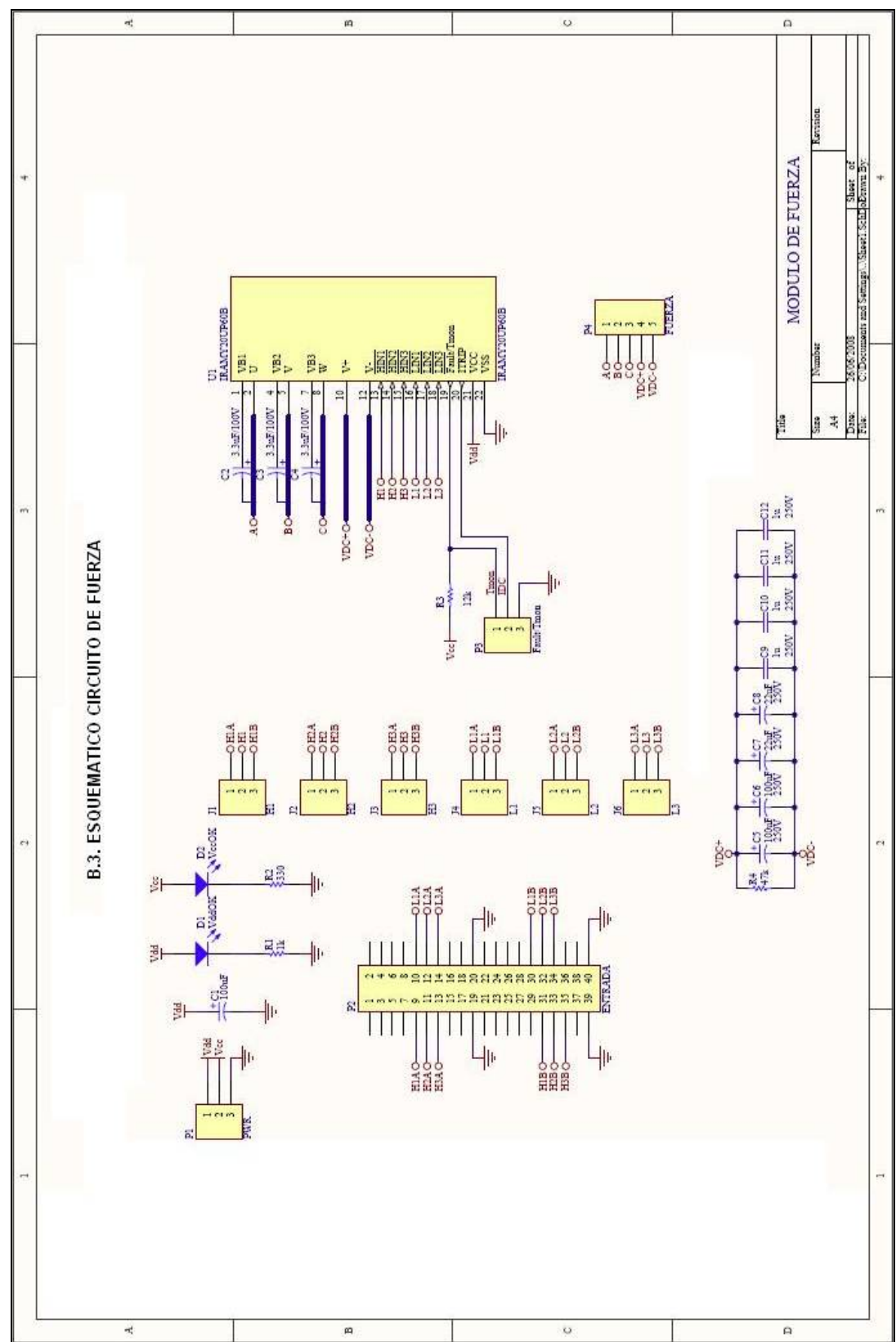


Título		MODULO DE AISLAMIENTO	
Size	Number	Revision	
A4			
Date:	28/05/2008	Sheet of	4
File:	C:\Document and Settings\... \Sheet1.Sch	Drawn By:	

B.3. ESQUEMATICO CIRCUITO DE FUERZA



Title		MODULO DE FUERZA	
Size	Number	Meriton	
A4			
Date:	26/05/2008	Sheet of	
File:	C:\Document and Settings\... \Sheet1.SchDoc	Drawn By:	



**ANEXO C:**

**HOJA DE ESPECIFICACIONES**

MODULO DE IGBT IRAMY20UP60B

<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/iramy20up60b.pdf>

MANUAL DE OPERACIÓN DSP TMS320F2812

<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f2812.pdf>

HOJA DE ESPECIFICACIONES DEL DSP TMS320F2812

[http://c2000.spectrumdigital.com/ezf2812/docs/ezf2812\\_techref.pdf](http://c2000.spectrumdigital.com/ezf2812/docs/ezf2812_techref.pdf)

MANUAL TÉCNICO DE BATERIAS BP7-12

<http://www.bb-battery.com/bp7-12.pdf>

REGULADORES DE VOLTAJE

<http://www.fairchildsemi.com/ds/LM/LM317.pdf>

<http://www.fairchildsemi.com/ds/LM%2FLM337.pdf>

AMPLIFICADORES OPERACIONALES

<http://www.cytron.com.my/datasheet/IC/linear/LM741CH.pdf>

OPTOACOPLADORES 6N137

<http://dianxin.nchu.jx.cn/web/component/data/optocoupler/6N137.pdf?ctype=6N1>

[37](#)

BUFFER 74HC240

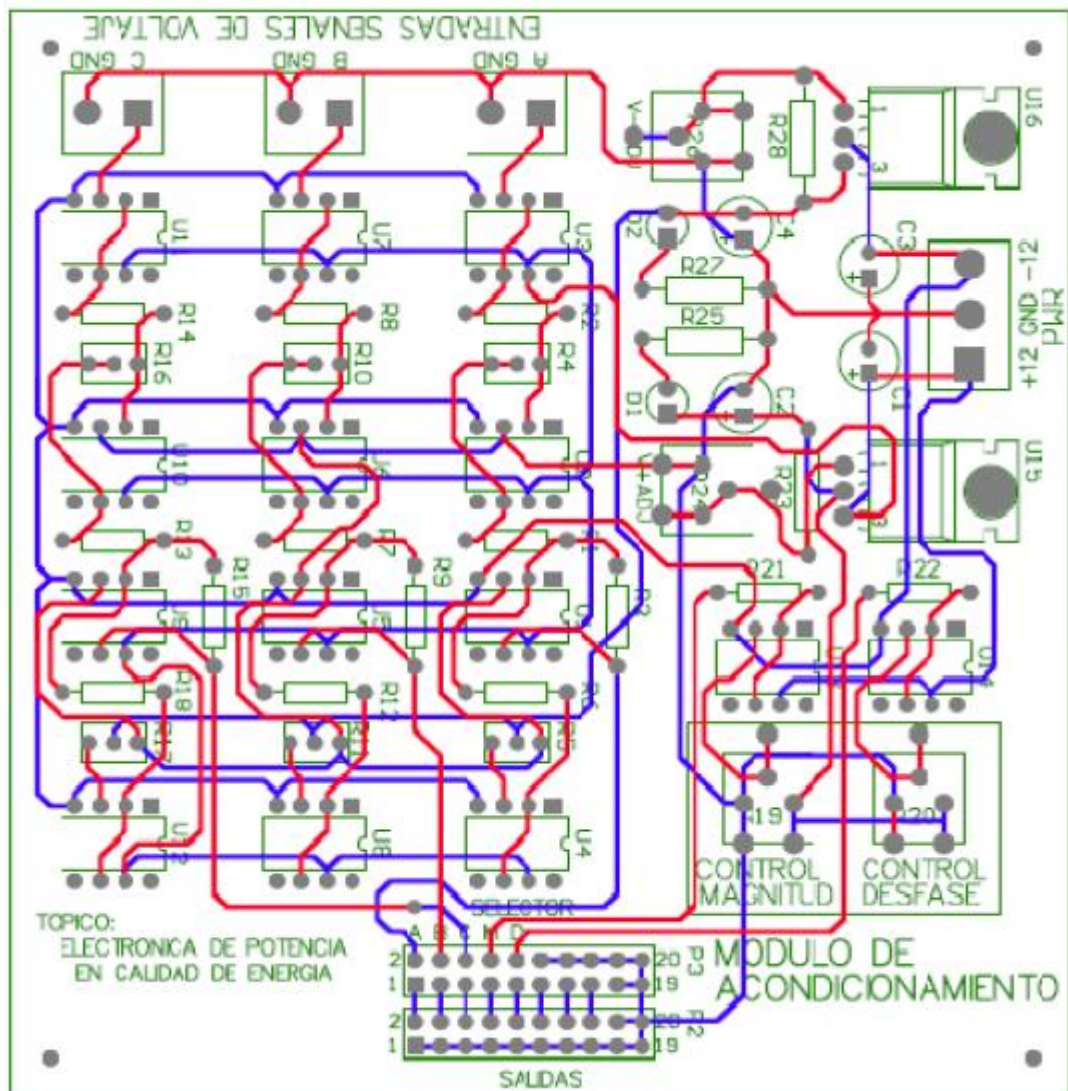
<http://www.robotstore.com/download/45612.pdf>

**ANEXO D:**

**IMPRESO DE TARJETAS**

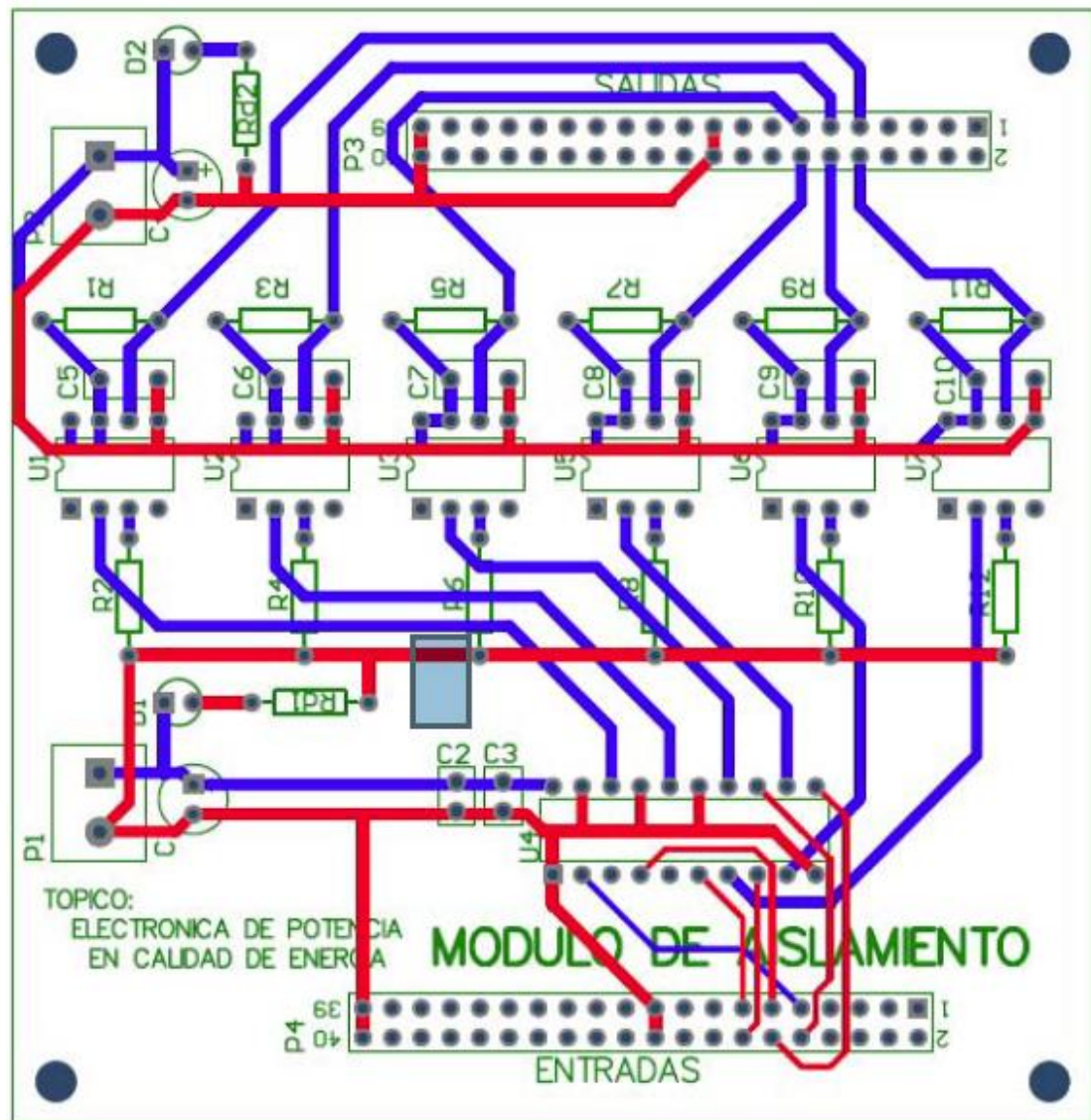


## D.1. TARJETA DEL CIRCUITO ACONDICIONADOR DE SEÑAL

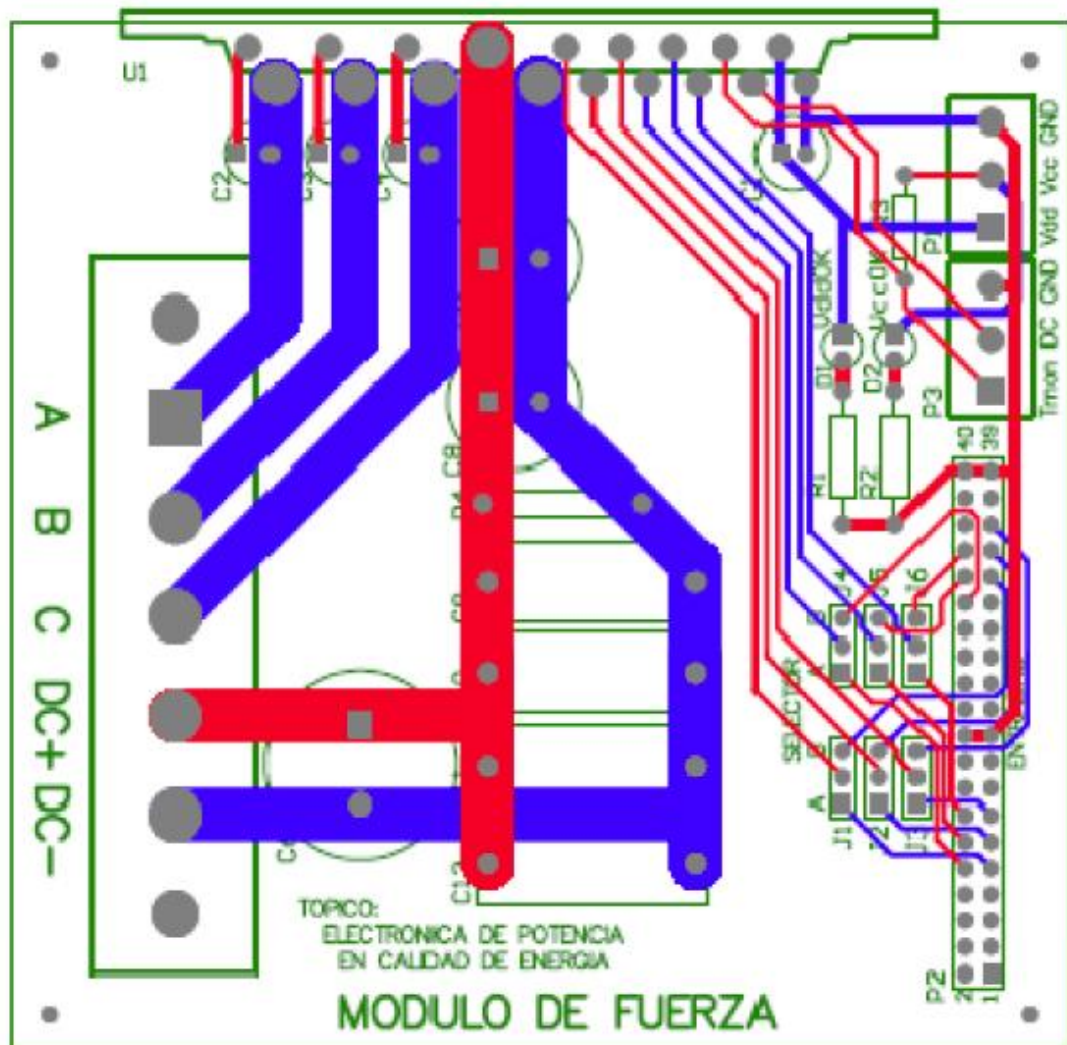


## D.2. TARJETA DEL CIRCUITO DE AISLAMIENTO

1.



## D.3. TARJETA DEL CIRCUITO DE FUERZA



**ANEXO E:**

**ANÁLISIS DE COSTOS**

<b>E.1. MODULO DE ACONDICIONAMIENTO</b>				
<b>No.</b>	<b>Elemento</b>	<b>Cant.</b>	<b>Costo/Unit.</b>	<b>Costo Total</b>
1	Bornera PCB bloque de dos terminales	3	\$ 0,40	\$ 1,20
2	Capacitor electrolítico 10uF - 25V	2	\$ 0,05	\$ 0,10
3	Capacitor electrolítico 47uF - 25V	2	\$ 0,05	\$ 0,10
4	Circuito Impreso	1	\$ 24,56	\$ 24,56
5	Conector hembra 2 x 10 pines	1	\$ 3,00	\$ 3,00
6	Conector macho 2 x 10 pines	1	\$ 1,20	\$ 1,20
7	Led de 3mm	2	\$ 0,10	\$ 0,20
8	LM317T (Regulador de voltaje positivo)	1	\$ 0,90	\$ 0,90
9	LM337T (Regulador de voltaje negativo)	1	\$ 1,00	\$ 1,00
10	LM741CN (Amplificador Operacional)	14	\$ 0,45	\$ 6,30
11	Potenciómetro de ajuste 100K	2	\$ 0,20	\$ 0,40
12	Potenciómetro de ajuste 100K - 12 vueltas	6	\$ 1,81	\$ 10,86
13	Potenciómetro de ajuste 250	2	\$ 0,20	\$ 0,40
14	Resistencia 100K 1/4 W	11	\$ 0,05	\$ 0,55
15	Resistencia 120 -1/2W	2	\$ 0,05	\$ 0,10
16	Resistencia 56K 1/4 W	3	\$ 0,05	\$ 0,15
17	Resistencia 68-1/2W	2	\$ 0,05	\$ 0,10
18	Socket DIP 8	14	\$ 0,15	\$ 2,10
			<b>SUBTOTAL 1</b>	<b>\$ 53,22</b>

<b>E.2. MODULO DE AISLAMIENTO</b>				
<b>No.</b>	<b>Elemento</b>	<b>Cant.</b>	<b>Costo/Unit.</b>	<b>Costo Total</b>
19	Bornera PCB bloque de dos terminales	2	\$ 0,40	\$ 0,80
20	Capacitor cerámico 0.1 uF/50V	6	\$ 0,10	\$ 0,60
21	Capacitor cerámico 1 nF/50V	1	\$ 0,10	\$ 0,10
22	Capacitor cerámico 10 nF/50V	1	\$ 0,10	\$ 0,10
23	Capacitor electrolítico 10 uF	1	\$ 0,05	\$ 0,05
24	Capacitor electrolítico 1uF - 16V	1	\$ 0,05	\$ 0,05
25	Circuito Impreso	1	\$ 24,56	\$ 24,56
26	Conector macho 2 x 20 pines	2	\$ 6,48	\$ 12,96
27	Led 3mm	2	\$ 0,10	\$ 0,20
28	Optoacoplador 6N137	6	\$ 3,50	\$ 21,00
29	Resistencia 1K -1/4W	1	\$ 0,05	\$ 0,05
30	Resistencia 120 - 1/4 W	6	\$ 0,05	\$ 0,30
31	Resistencia 330 - 1/4 W	1	\$ 0,05	\$ 0,05
32	Resistencia 390 - 1/4 W	6	\$ 0,05	\$ 0,30
33	SN74HC24ON Buffer octal	1	\$ 0,54	\$ 0,54
34	Socket DIP 20	1	\$ 0,65	\$ 0,65
35	Socket DIP 8	6	\$ 0,15	\$ 0,90
			<b>SUBTOTAL 2</b>	<b>\$ 63,21</b>

<b>E.3. MODULO DE FUERZA</b>				
<b>No.</b>	<b>Elemento</b>	<b>Cant.</b>	<b>Costo/Unit.</b>	<b>Costo Total</b>
36	Bornera PCB bloque de 3 terminales	2	\$ 0,50	\$ 1,00
37	Bornera PCB de fuerza 5 terminales	1	\$ 4,53	\$ 4,53
38	Capacitor cerámico 1uF - 250V	4	\$ 1,00	\$ 4,00
39	Capacitor electrolítico 100 uF - 250V	1	\$ 0,70	\$ 0,70
40	Capacitor electrolítico 100 uF - 25V	1	\$ 0,05	\$ 0,05
41	Capacitor electrolítico 22 uF - 250V	2	\$ 0,25	\$ 0,50
42	Capacitor electrolítico 3.3 uF - 100V	3	\$ 0,05	\$ 0,15
43	Circuito Impreso	1	\$ 24,56	\$ 24,56
44	Conector macho 1x3 pines	6	\$ 1,20	\$ 7,20
45	Conector macho 2 x 20 pines	1	\$ 6,48	\$ 6,48
46	IRAMY20UP60B Módulo IGBT trifásico	1	\$ 53,50	\$ 53,50
47	Led 3mm	2	\$ 0,10	\$ 0,20
48	Resistencia 12K - 1/4 W	1	\$ 0,05	\$ 0,05
49	Resistencia 1K - 1/4 W	1	\$ 0,05	\$ 0,05
50	Resistencia 330- 1/4 W	1	\$ 0,05	\$ 0,05
51	Resistencia 47K - 1 W	1	\$ 0,05	\$ 0,05
			<b>SUBTOTAL 3</b>	<b>\$ 103,07</b>

<b>E.4. ELEMENTOS VARIOS</b>				
<b>No.</b>	<b>Elemento</b>	<b>Cant.</b>	<b>Costo/Unit.</b>	<b>Costo Total</b>
52	Alambre esmaltado #14 (m)	25	\$ 0,40	\$ 10,00
53	Bateria 12 V - 7Ah	8	\$ 27,00	\$ 216,00
54	Bornera de 12 terminales	3	\$ 1,50	\$ 4,50
55	Bornera para plug banana	30	\$ 0,28	\$ 8,40
56	Breaker 1P-10A	1	\$ 20,00	\$ 20,00
57	Breaker 3P-10A	1	\$ 20,00	\$ 20,00
58	Cable #12 (m)	3	\$ 0,52	\$ 1,57
59	Cable #16 (m)	5	\$ 0,27	\$ 1,35
60	Cable #22 (m)	20	\$ 0,25	\$ 5,00
61	Caja metálica para filtro LC	1	\$ 10,00	\$ 10,00
62	Caja metálica para todo el proyecto	1	\$ 45,60	\$ 45,60
63	Capacitor AC 130uF - 250V	3	\$ 2,50	\$ 7,50
64	Computadora Pentium 4 - 512MB RAM	1	\$ 500,00	\$ 500,00
65	Disipador para módulo IGBT	1	\$ 5,23	\$ 5,23
66	Fuente ATX de 500 W	2	\$ 35,00	\$ 70,00
67	Fusibles 10x38 6A	4	\$ 1,00	\$ 4,00
68	kit eZdsp TMS320F2812	1	\$ 489,00	\$ 489,00
69	Núcleo toroide T520-40 MICROMETALS	3	\$ 6,00	\$ 18,00
70	Portafusibles 10x38	4		\$ 0,00
71	Terminales de ojo	30	\$ 0,20	\$ 6,00
72	Transformadores 110 - 6V 500mA	3	\$ 2,80	\$ 8,40
			<b>SUBTOTAL 4</b>	<b>\$ 1.450,55</b>

			<b>TOTAL</b>	<b>\$ 1.670,05</b>
--	--	--	--------------	--------------------