

# **ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL**



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

**“DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL CONTROL DE UN SISTEMA DE GENERACIÓN FOTOVOLTAICO BASADO EN UN CONVERTIDOR DC-DC ELEVADOR AISLADO, UN CONVERTIDOR DC-AC MONOFÁSICO DESCONECTADO DE LA RED Y UN BANCO DE BATERÍAS”**

### **TESINA DE SEMINARIO**

Previo a la obtención del Título de:

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

**INGENIERA EN ELECTRICIDAD ESPECIALIZACIÓN POTENCIA**

Presentada por:

**Erik Stalin Ayala López**

**Mariam Yuliana Cabrera Arciniega**

Guayaquil – Ecuador

2013

## **AGRADECIMIENTO**

Agradezco principalmente a mi madre que me ha brindado siempre su apoyo incondicional. A mi familia y amigos que me han motivado a lo largo de mi carrera. A mi compañera por su enorme paciencia y colaboración. Al PhD. Síxifo Falcones por haber sido un excelente guía durante este trabajo y a la ESPOL por haberme brindado los conocimientos y las herramientas necesarias para enfrentar cualquier reto.

**Erik Stalin Ayala López**

Agradezco de manera infinita a mi mamá y a mi hermana por darme ese apoyo incondicional y fuerza de empuje para la culminación de este proyecto. También a nuestro director de Tesina el PhD. Síxifo Falcones por los grandes conocimientos impartidos y en especial a mi compañero por su inmensa paciencia y constancia en la realización de la misma.

**Mariam Yuliana Cabrera Arciniega**

## **DEDICATORIA**

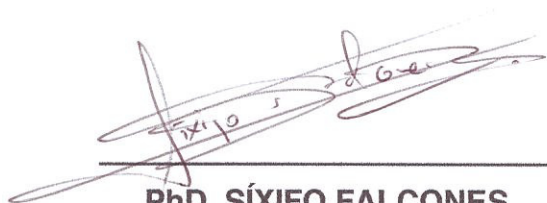
Este trabajo es dedicado a la persona que me enseñó que todo lo bueno en esta vida se consigue con esfuerzo, mi mamá.

**Erik Stalin Ayala López**

El presente trabajo es dedicado a las dos mujeres más importantes en mi vida, a mi Mamá y a mi hermana.

**Mariam Yuliana Cabrera Arciniega**

## TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'SIXIFO FALCONES', is written over a horizontal line.

**PhD. SÍXIFO FALCONES**

PROFESOR DEL SEMINARIO

DE GRADUACIÓN

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'HOLGER CEVALLOS', is written over a horizontal line.

**MSc. HOLGER CEVALLOS**

PROFESOR DELEGADO POR

LA UNIDAD ACADÉMICA

## DECLARACIÓN EXPRESA

“La responsabilidad por los hechos, ideas y doctrinas expuestas en esta tesina de seminario, nos corresponden exclusivamente; y el patrimonio intelectual de la misma, a la ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL”.

(Reglamento de Graduación de la ESPOL)



Erik Stalin Ayala López



Mariam Yuliana Cabrera Arciniega

## RESUMEN

El presente proyecto se enfoca en el diseño y simulación del control de un sistema de generación fotovoltaica basado en un convertidor DC-DC aislado, un convertidor DC-AC monofásico desconectado de la red y un banco de baterías, en otras palabras se basa en la determinación de todos los parámetros necesarios para que un sistema fotovoltaico aislado funcione correctamente.

Inicialmente se da una breve explicación donde se abarca toda la teoría empleada en la formación de este proyecto y se presentan muchas de las ecuaciones que se utilizarán para la determinación de los elementos que se utilizarán en el mismo.

Luego se dimensionan los elementos a utilizarse en cada una de las secciones basándose en las reglas de requerimientos mínimos de los rizados tanto en la corriente como en el voltaje. Mediante simulaciones se procede a comprobar que los datos obtenidos son los correctos y que se respaldan con la teoría.

Posteriormente se diseñan los controladores de cada una de las secciones que conforman el sistema fotovoltaico. Donde el objetivo es mantener los

valores de voltaje y corriente dentro de los límites normales, inclusive cuando existiera alguna perturbación.

Finalmente se realizan pruebas exhaustivas mediante simulaciones que verifican el comportamiento del sistema ante variaciones en sus señales de entrada que tratan de emular fenómenos reales.

# ÍNDICE GENERAL

AGRADECIMIENTO .....	I
DEDICATORIA .....	II
TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN .....	III
DECLARACIÓN EXPRESA .....	IV
RESUMEN .....	V
ÍNDICE GENERAL.....	VII
ABREVIATURAS .....	XI
SIMBOLOGÍA .....	XII
ÍNDICE DE FIGURAS.....	XXI
ÍNDICE DE TABLAS .....	XXV
INTRODUCCIÓN .....	XXVI
CAPÍTULO 1.....	1
CAPÍTULO 2.....	4
2.1 Generación.....	5
2.1.1 Parámetros básicos de una celda solar .....	6
Corriente total ( $I$ ) .....	6
Corriente de cortocircuito ( $I_{sc}$ ) .....	7
Voltaje de circuito abierto ( $V_{oc}$ ).....	7
Características I-V .....	8
Factor de relleno ( $FF$ ).....	9
Eficiencia de la celda solar ( $\eta_{cs}$ ) .....	11
2.1.2 Seguidor del punto de potencia máxima (MPPT).....	11
2.2 Almacenamiento.....	12
2.3 Transformación.....	14
2.3.1 Convertidor DC-DC .....	15
Modulación de ancho de pulso (PWM).....	16
2.3.2 Convertidor DC-DC elevador no aislado .....	17



Análisis cuando el interruptor S está cerrado .....	20
Análisis cuando el interruptor S está abierto .....	21
2.3.3 Convertidor DC-DC aislado.....	23
2.3.4 Convertidor DC-AC .....	27
Modulación de ancho de pulso sinusoidal (SPWM).....	28
Conmutación Bipolar .....	28
Conmutación Unipolar .....	30
2.4 Distribución.....	32
2.4.1 Filtro LC .....	32
CAPÍTULO 3.....	33
3.1 Voltaje del enlace DC .....	35
3.2 Módulo fotovoltaico.....	35
3.2.1 Radiación solar disponible .....	36
3.2.2 Dimensionamiento del módulo fotovoltaico .....	37
3.2.3 Valores máximo y mínimo de salida de los módulos fotovoltaicos.	39
3.3 Dimensionamiento de las baterías .....	42
3.4 Diseño del convertidor DC-DC elevador aislado .....	43
3.4.1 Relación de vueltas 1:n del transformador de alta frecuencia.....	44
3.4.2 Dimensionamiento del Inductor $L_{boost}$ .....	45
3.4.3 Dimensionamiento del Capacitor $C_{pv}$ .....	50
3.5 Diseño del convertidor DC-DC elevador no aislado .....	53
3.5.1 Dimensionamiento del inductor $L_{bat}$ .....	54
3.6 Diseño del convertidor DC-AC monofásico .....	58
3.6.1 Dimensionamiento del capacitor $C_{dc}$ .....	58
3.6.2 Dimensionamiento del filtro LC de salida .....	62
Dimensionamiento del Inductor $L_f$ .....	63
Frecuencia de corte .....	68
Dimensionamiento del Capacitor $C_f$ .....	69
Dimensionamiento del Resistor $R_f$ .....	70

CAPÍTULO 4.....	73
4.1 Diseño del controlador del convertidor DC-DC elevador aislado.....	75
4.1.1 Cálculo del controlador por medio de la aproximación del factor $k$	78
4.2 Diseño del controlador del convertidor DC-AC monofásico (inversor)..	88
4.3 Diseño del controlador del convertidor DC-DC elevador no aislado.....	98
CAPÍTULO 5.....	106
5.1 Implementación en Simulink.....	108
5.1.1 Etapa de Potencia.....	108
Convertidor DC-DC Elevador Aislado.....	109
Convertidor DC-DC Elevador No Aislado .....	110
Capacitor de enlace DC .....	111
Convertidor DC-AC Monofásico .....	111
Filtro LC.....	112
Carga.....	113
5.1.2 Controlador $V_{pv}$ .....	113
5.1.3 Driver PV.....	114
5.1.4 Controlador $V_{dc}$ .....	115
5.1.5 Controlador $I_{bat}$ .....	116
5.1.6 Driver Batería.....	117
5.1.7 Controlador $V_o$ .....	118
5.1.8 Controlador $I_{Lf}$ .....	119
5.1.9 Driver Inversor.....	120
5.2 Pruebas de funcionamiento.....	121
5.2.1 Simulación del sistema fotovoltaico a carga nominal .....	122
5.2.2 Simulación del sistema fotovoltaico con 3 casos de carga. ....	127
5.2.3 Emulación de disminución de luz solar. ....	132
5.2.4 Emulación de caída de voltaje en la batería.....	136
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	140
Conclusiones.....	140

Recomendaciones.....	141
REFERENCIAS .....	143
ANEXOS.....	145

## ABREVIATURAS

AC	Corriente alterna
DC	Corriente continua
ESR	Resistencia serie equivalente
FFT	Transformada rápida de Fourier
IGBT	Transistor bipolar de puerta aislada
MOSFET	Transistor de efecto de campo semiconductor óxido-metálico
MPP	Punto de potencia máxima
MPPT	Seguidor del punto de potencia máxima
PLECS	Piecewise Linear Electrical Circuit Simulation
PV	Fotovoltaico
PWM	Modulación de ancho de pulso
RMS	Valor cuadrático medio
SPWM	Modulación de ancho de pulso sinusoidal

## SIMBOLOGÍA

$I$	Corriente total
$I_{DI}$	Corriente del diodo
$I_{IL}$	Corriente inducida por la luz
$I_{sa}$	Corriente de saturación
$e$	Carga de un electrón
$k_b$	Constante de Boltzman
$V_{ce}$	Voltaje de la celda
$T_e$	Temperatura del ambiente
$I_{sc}$	Corriente de cortocircuito
$V_{oc}$	Voltaje de circuito abierto
$R_s$	Resistencia serie de la celda solar
$R_p$	Resistencia serie de la celda solar
$R_{co}$	Resistencia de carga óptima
$R_{Pmax}$	Resistencia de carga máxima del generador PV
$P_{max}$	Máxima potencia que entrega el generador PV
$I_{Pmax}$	Corriente máxima del generador PV
$\eta$	Eficiencia
$P$	Potencia entregada por el generador PV
$\Phi$	Radiación solar que cae sobre el generador PV
$A_{ipv}$	El área irradiada del generador PV

$I_{int}$	Intensidad solar
$FF$	Factor de relleno
$\eta_{cs}$	Eficiencia de la conversión de potencia de la celda solar
$A_c$	Área de la celda solar
$C_{nd}$	Capacidad de batería en función de la descarga máxima diaria
$C_{total}$	Consumo total de Kwh por día
$P_{Dmax,d}$	Profundidad de descarga máxima
$F_{CT}$	Factor de corrección de Temperatura
$V_{bat}$	Voltaje seleccionado del arreglo de baterías
$C_{ne}$	Capacidad de batería en función de descarga máxima estacional
$N$	Número de días de Autonomía
$N_B$	Número de baterías necesarias para suplir la carga escogida
$C_C$	Capacidad calculada de la batería
$C_B$	Capacidad nominal de la batería
$V_{dc_{min}}$	Voltaje de enlace DC mínimo
$V_o$	Voltaje pico en el a carga
$V_{dc}$	Voltaje de enlace DC
$N_T$	Número total de paneles
$P_{MP}$	Potencia pico del panel fotovoltaico en condiciones estándar
$HSP$	Factor de horas solares pico para el peor mes
$F_g$	Factor global de funcionamiento
$N_{serie}$	Número de paneles en serie

$V_{pv}$	Voltaje que provee el arreglo fotovoltaico
$V_{pv_{nom}}$	Voltaje nominal de salida de cada módulo fotovoltaico en condiciones estándar
$D$	Factor de modulación
$n$	Relación de vuelta del transformador
$N_p$	Número de paneles en paralelo
$P_{pv}$	Potencia total entregada por el arreglo fotovoltaico
$P_o$	Potencia en la carga
$n_c$	Número de celdas fotovoltaicas por rama
$V_{OC_{max}}$	Voltaje máximo de circuito abierto en condiciones estándar
$V_{OC_{min}}$	Voltaje mínimo de circuito abierto en condiciones estándar
$T_{min}$	Temperatura mínima del panel
$T_{max}$	Temperatura máxima del panel
$T_{STC}$	Temperatura del panel en condiciones estándar
$V_{OC_{STC}}$	Voltaje de circuito abierto en condiciones estándar
$V_{pv_{max}}$	Voltaje máximo que provee el arreglo fotovoltaico
$V_{pv_{min}}$	Voltaje mínimo que provee el arreglo fotovoltaico
$V_{max_{STC}}$	Voltaje a la máxima potencia en condiciones estándar
$N_{bp}$	Cantidad de baterías en paralelo
$I_{pv}$	Corriente promedio que provee el arreglo fotovoltaico
$v_L$	Voltaje instantáneo en el inductor del convertidor DC-DC elevador aislado

$i_L$	Corriente instantánea en el inductor del convertidor DC-DC elevador aislado
$L_{boost}$	Inductor del convertidor DC-DC elevador aislado
$V_L$	Voltaje promedio en el inductor del convertidor DC-DC elevador aislado
$t$	Tiempo
$I_L$	Corriente promedio en el inductor del convertidor DC-DC elevador aislado
$\Delta I_L$	Rizado pico-pico de la corriente en el inductor del convertidor DC-DC elevador aislado
$\Delta t$	Variación de tiempo
$f_s$	Frecuencia de conmutación
$T_s$	Periodo de conmutación
$C_{pv}$	Capacitor del convertidor DC-DC elevador aislado.
$v_{C_{pv}}$	Voltaje instantáneo en el capacitor del convertidor DC-DC elevador aislado.
$i_{C_{pv}}$	Corriente instantánea en el capacitor del convertidor DC-DC elevador aislado.
$\Delta V_{pv}$	Rizado pico-pico del voltaje que entrega el arreglo fotovoltaico
$A_{I_L}$	Área bajo la curva de corriente del inductor del convertidor DC-DC elevador aislado.
$v_{Lbat}$	Voltaje instantáneo en el inductor del convertidor DC-DC elevador



	no aislado.
$L_{bat}$	Inductor del convertidor DC-DC elevador no aislado.
$i_{bat}$	Corriente instantánea que entrega el arreglo de baterías del convertidor DC-DC elevador no aislado.
$V_{Lbat}$	Voltaje promedio en el inductor del convertidor DC-DC elevador no aislado.
$\Delta I_{bat}$	Rizado pico-pico de la corriente en el inductor del convertidor DC-DC elevador no aislado.
$P_{bat}$	Potencia entregada por el arreglo de baterías
$i_{C_{dc}}$	Corriente instantánea a través del capacitor enlace DC
$C_{dc}$	Capacitor de enlace DC
$v_{C_{dc}}$	Voltaje instantánea a través del capacitor enlace DC
$V_{C_{dc}}$	Voltaje promedio a través del capacitor enlace DC
$\Delta V_{dc}$	Rizado pico-pico del voltaje en el capacitor enlace DC
$V_{inv}$	Voltaje de salida convertidor DC-AC monofásico
$V_{o_{rms}}$	Voltaje RMS nominal en la carga
$I_{o_{rms}}$	Corriente RMS nominal en la carga
$V_o$	Voltaje pico en la carga
$I_o$	Corriente pico en la carga
$L_f$	Inductor del filtro LC
$v_{L_f}$	Voltaje promedio del inductor $L_f$
$i_{L_f}$	Corriente de salida instantánea del inversor

$\Delta I_{L_f}$	Rizado pico-pico de la corriente de salida del inversor
$V_{L_f}$	Voltaje promedio del inductor $L_f$
$A_{V_{L_f}}$	Área bajo la curva del voltaje en el inductor $L_f$
$f_c$	Frecuencia de corte del filtro LC
$C_f$	Capacitor del filtro LC
$R_f$	Resistencia en serie con el capacitor del filtro LC
$\Delta V_o$	Rizado pico-pico del voltaje en la carga
$R_o$	Resistencia nominal de carga
$f_o$	Frecuencia del voltaje y de la corriente en la carga
$\bar{V}_A$	Voltaje promedio en el primario del transformador
$V_{R_L}$	Caída de voltaje en la resistencia $R_L$
$R_L$	Resistencia en serie con el $L_{boost}$
$I_{C_{pv}}$	Corriente promedio en el capacitor del convertidor DC-DC elevador aislado
$V_{pv}^*$	Referencia de voltaje del arreglo PV
$G_p V_{pv}$	Ganancia de la planta $\frac{V_{pv}(s)}{D(s)}$
$PM_{pv}$	Margen de fase del controlador $G_{CV_{pv}}$
$BW_{pv}$	Ancho de banda del controlador $G_{CV_{pv}}$
$\phi_{boost}$	Ángulo de margen de fase que se necesita para estabilizar el sistema
$M_f$	Margen de fase del sistema

$\phi_{sys}$	Ángulo de margen de fase del sistema
$k$	Factor k
$G_C$	Función de transferencia del controlador
$k_c$	Ganancia del controlador
$\omega_z$	Frecuencia de los ceros en radianes por segundo
$\omega_p$	Frecuencia de los polos en radianes por segundo
$\omega_c$	Frecuencia de corte en radianes por segundo
$k_P$	Ganancia
$GcV_{pv}$	Ganancia del controlador de voltaje del arreglo PV
$V_{RL_f}$	Caída de voltaje en la resistencia en serie con el inductor del filtro
$RL_f$	Resistencia en serie con el inductor del filtro
$I_{L_f}$	Corriente promedio de salida del inversor
$I_{C_f}$	Corriente promedio en el capacitor $C_f$
$V_{C_f}$	Voltaje promedio en el capacitor $C_f$
$V_{R_f}$	Caída de voltaje en la resistencia en serie con el capacitor $C_f$
$m$	Índice de modulación
$PMI_{L_f}$	Margen de Fase del controlador $GcI_{L_f}$
$BWI_{L_f}$	Ancho de banda del controlador $GcI_{L_f}$
$PMV_o$	Margen de Fase del controlador $GcV_o$
$BWV_o$	Ancho de banda del controlador $GcV_o$
$GpI_{L_f}$	Ganancia de la planta $\frac{I_{L_f}(s)}{m(s)}$

$GpV_o$	Ganancia de la planta $\frac{V_o(s)}{I_{L_f}(s)}$
$GcI_{L_f}$	Ganancia del controlador de la corriente de salida del inversor
$GcV_o$	Ganancia del controlador del voltaje en la carga
$V_o^*$	Referencia del Voltaje en la carga
$I_{L_f}^*$	Referencia de Corriente promedio de salida del inversor
$I_{bat}$	Corriente que entrega el arreglo de las baterías
$GpI_{bat}$	Ganancia de la planta $\frac{I_{bat}(s)}{D(s)}$
$E_{C_{dc}}$	Energía en el capacitor de enlace DC
$GpE_{C_{dc}}$	Ganancia de la planta $\frac{E_{C_{dc}}(s)}{I_{bat}(s)}$
$R_{L_{bat}}$	Resistencia en serie con el inductor $L_{bat}$
$\bar{V}_{Ab}$	Voltaje promedio de salida del convertidor
$P_{bat}$	Potencia que entrega el arreglo de las baterías
$P_{dc}$	Potencia de enlace DC
$I_{bat}^*$	Referencia de corriente del arreglo de baterías
$PME_{C_{dc}}$	Margen de Fase de energía del capacitor $C_{dc}$
$BWE_{C_{dc}}$	Ancho de Banda de energía del capacitor $C_{dc}$
$GcE_{C_{dc}}$	Ganancia del controlador de energía del capacitor $C_{dc}$
$GcI_{bat}$	Ganancia del controlador de la corriente del arreglo de baterías
$V_{dc}^*$	Referencia de Voltaje promedio a través del capacitor enlace DC
$Pi_{pv}$	Potencia de entrada del convertidor DC-DC elevador aislado
$Po_{pv}$	Potencia de salida del convertidor DC-DC elevador aislado

$P_{i_{bat}}$	Potencia de entrada del convertidor DC-DC elevador no aislado
$P_{o_{bat}}$	Potencia de salida del convertidor DC-DC elevador no aislado
$P_{i_{inv}}$	Potencia de entrada del inversor monofásico
$P_{o_{inv}}$	Potencia de salida del inversor monofásico
$P_{ais}$	Caída de potencia en el convertidor DC-DC elevador aislado
$P_{no\_ais}$	Caída de potencia en el convertidor DC-DC elevador no aislado
$P_{inv}$	Caída de potencia en el inversor monofásico
$P_{fLC}$	Caída de potencia en el filtro LC.

## ÍNDICE DE FIGURAS

Fig. 1.1. Esquema general de un sistema de generación de energía eléctrica independiente a partir de energía solar fotovoltaica .....	3
Fig. 2.1. Características I-V de una celda solar .....	9
Fig. 2.2. Curva característica para determinar el factor de relleno.....	10
Fig. 2.3. Esquema general de un convertidor DC-DC.....	15
Fig. 2.4. (a) Forma del voltaje de entrada del convertidor. (b) Forma de onda del voltaje de salida del convertidor. ....	16
Fig. 2.5. Generación de señal PWM. La salida es un alto cuando la señal $v_c$ es mayor que la señal diente de sierra $v_p$ . ....	17
Fig. 2.6. Convertidor DC-DC elevador. (a) Circuito. (b) Circuito equivalente cuando el interruptor S está cerrado. (c) Circuito equivalente cuando el interruptor S está abierto. ....	19
Fig. 2.7. Formas de onda del convertidor elevador. (a) Voltaje del inductor. (b) Corriente del inductor. (c) Corriente del diodo. (d) Corriente del capacitor. ...	21
Fig. 2.8. Convertidor elevador DC-DC aislado de puente completo.....	24
Fig. 2.9. Patrón de conmutación del convertidor DC-DC elevador aislado de puente completo. ....	24
Fig. 2.10. Formas de onda del convertidor DC-DC elevador aislado. (a) Voltaje en el primario del transformador de alta frecuencia. (b) Corriente en el inductor. (c) Voltaje en el inductor.....	26
Fig. 2.11. Esquema general de un convertidor DC-DC.....	27
Fig. 2.12. Circuito del convertidor DC-AC .....	28
Fig. 2.13. Conmutación bipolar. (a) Referencia sinusoidal y portadora triangular; (b) La salida es +Vdc cuando $v_{\text{seno}} > v_{\text{tri}}$ y es -Vdc cuando $v_{\text{seno}} < v_{\text{tri}}$ . ....	29
Fig. 2.14. Conmutación unipolar. (a) Convertidor unipolar SPWM de puente completo; (b) Señales de referencia y portadora; (c) Señales de voltaje $v_a$ y $v_b$ ; (d) Voltaje de salida. ....	31
Fig. 2.15. Modelo de un filtro LC .....	32
Fig. 3.1. Sistema de generación de energía eléctrica monofásica a partir de paneles solares fotovoltaicos y batería como unidad de almacenamiento. ..	34
Fig. 3.2. Esquema del convertidor DC-DC elevador aislado en el cual se definen las variables a utilizar en el diseño.....	43

Fig. 3.3. Línea azul.- Relación de voltaje salida a voltaje de entrada del convertidor DC-DC elevador aislado vs. $D$ para $n=1$ . Línea verde segmentada.- Linealización alrededor del punto de trabajo.....	44
Fig. 3.4. Valor del inductor $L_{boost}$ en función del voltaje de entrada del convertidor DC-DC elevador aislado $V_{pv}$ .....	47
Fig. 3.5. Corriente a través del inductor $L_{boost}$ y valor de la corriente de rizado pico – pico.....	49
Fig. 3.6. Área bajo la curva de corriente a través del inductor $L_{boost}$ .....	51
Fig. 3.7. Voltaje a través del capacitor $C_{pv}$ .....	53
Fig. 3.8. Convertidor DC-DC elevador no aislado que conecta la batería con el enlace DC del sistema fotovoltaico.....	54
Fig. 3.9. Corriente de rizado pico-pico del inductor $L_{bat}$ .....	57
Fig. 3.10. Convertidor DC-AC monofásico con filtro LC de salida.....	58
Fig. 3.11. Corriente de entrada del convertidor DC-AC monofásico.....	59
Fig. 3.12. Rizado pico-pico del voltaje del capacitor $C_{dc}$ .....	61
Fig. 3.13. Voltaje de salida del inversor $V_{inv}$ .....	62
Fig. 3.14. Cálculo del área bajo la curva del voltaje en el inductor $L_f$ . (a) Voltaje en el inductor $L_f$ . (b) Integral del voltaje en el inductor $L_f$ . (c) Acercamiento de $V_{L_f}$ y medidas del área de interés.....	65
Fig. 3.15. Rizado pico-pico de la corriente a través del inductor $L_f$ .....	67
Fig. 3.16. FFT de $V_{inv}$ .....	68
Fig. 3.17. Voltaje de salida del inversor $V_{inv}$ . Voltaje en la carga $V_o$ . Corriente en la carga $I_o$ .....	71
Fig. 4.1. Sistema completo con sus respectivos controladores.....	75
Fig. 4.2. Esquema del convertidor DC-DC elevador aislado en el cual se definen las variables a utilizar en el diseño.....	76
Fig. 4.3. Diagrama de bloques del convertidor DC-DC elevador aislado.....	77
Fig. 4.4. Diagrama de bode de la planta.....	82
Fig. 4.5. Diagrama de bode $G_Cs$ en cascada con $-G_pV_{pvs}$ .....	85
Fig. 4.6. Diagrama de bloque del controlador en cascada con la ganancia de la planta del convertidor DC-DC elevador aislado conectado a la batería ....	86
Fig. 4.7. Diagrama de bode de lazo abierto de la función de transferencia del controlador multiplicada por la función de transferencia de planta.....	87
Fig. 4.8. Funcionamiento del controlador del voltaje de entrada del convertidor DC-DC elevador aislado. $V_{pv}^*$ : señal de voltaje de referencia del arreglo fotovoltaico. $V_{pv}$ : señal de voltaje medida del arreglo fotovoltaico. .	88
Fig. 4.9. Esquema del Convertidor DC-AC monofásico con filtro LC de salida en el cual se definen las variables a utilizar en el diseño.....	89

Fig. 4.10. Diagrama de bloques del inversor monofásico .....	91
Fig. 4.11. Diagrama de bloques de los controladores del convertidor DC-AC monofásico con filtro LC. ....	93
Fig. 4.12. Diagrama de bode de lazo abierto del controlador de corriente del inversor en cascada con $ILf(s)m(s)$ .....	94
Fig. 4.13. Funcionamiento del controlador de corriente de salida en el inversor. $ILf^*$ es la corriente de referencia de salida del inversor y $ILf$ es la corriente medida en la salida del inversor.....	95
Fig. 4.14. Diagrama de bode de lazo abierto del controlador de voltaje en la carga en cascada con $Vo(s)ILf(s)$ .....	96
Fig. 4.15. Funcionamiento del controlador de voltaje en la carga. $Vo^*$ es el voltaje de referencia en la carga y $Vo$ es el voltaje medido. ....	97
Fig. 4.16. Esquema del Convertidor DC-DC elevador no aislado conectado a la batería.....	98
Fig. 4.17. Diagrama de bloques de los controladores del convertidor DC-DC elevador no aislado conectado a la batería .....	99
Fig. 4.18. Balance de potencia en el capacitor $Cdc$ .....	101
Fig. 4.19. Diagrama de bode de lazo abierto del controlador de corriente de la batería $Gcibat(s)$ en cascada con $Gpibat(s)$ .....	102
Fig. 4.20. Funcionamiento del controlador de corriente de la batería $Ibat^*$ es la corriente de la batería de referencia y $Ibat$ es la corriente de la batería medida.....	103
Fig. 4.21. Diagrama de bode de lazo abierto del controlador de energía del capacitor $GcECdcs$ en cascada con $GpECdcs$ .....	104
Fig. 4.22. Funcionamiento del controlador de energía del capacitor (controlador indirecto del voltaje $Vdc$ ). $Vdc^*$ es el voltaje de referencia del capacitor y $Vdc$ es el voltaje medido en el capacitor.....	105
Fig. 5.1. Sistema completo en Simulink.....	107
Fig. 5.2. Contenido del bloque Etapa de Potencia .....	109
Fig. 5.3. Circuito en PLECS del Convertidor DC-DC Elevador Aislado.....	110
Fig. 5.4. Circuito en PLECS del Convertidor DC-DC Elevador No Aislado. ....	111
Fig. 5.5. Circuito en PLECS del Convertidor DC-AC Monofásico. ....	112
Fig. 5.6. Circuito en PLECS del Filtro LC.....	112
Fig. 5.7. Bloque Controlador $Vpv$ .....	113
Fig. 5.8. Contenido del bloque Driver PV .....	114
Fig. 5.9. Señales del bloque Driver PV. (a) Señal diente de sierra ST1 y ST2, y señal de modulación $D$ . (b) Señal digital $Gpv1$ y $Gpv2$ .....	115
Fig. 5.10. Contenido del bloque Controlador $Vdc$ .....	116



Fig. 5.11. Contenido del bloque Controlador $I_{bat}$ .....	116
Fig. 5.12. Contenido del bloque Driver Batería .....	117
Fig. 5.13. Señales del bloque Driver Batería. (a) Señal de modulación $D$ y señal diente de sierra ST3. (b) Señales binarias $G_{bat1}$ y $G_{bat2}$ utilizadas para la activación de los IGBT. ....	118
Fig. 5.14. Contenido del bloque Controlador $V_o$ .....	119
Fig. 5.15. Contenido del bloque Controlador $I_{Lf}$ .....	120
Fig. 5.16. Contenido del bloque Driver Inversor.....	120
Fig. 5.17. Señales del bloque Driver Inversor. (a) Índice de modulación $m$ , su invertido $-m$ y la señal portadora $Tri$ . (b) Señales digitales para la activar la conducción de los IGBT del inversor. ....	121
Fig. 5.18. Simulación del sistema fotovoltaico a carga nominal.....	123
Fig. 5.19. Simulación del sistema fotovoltaico con 3 casos de carga. ....	129
Fig. 5.20. Variación de potencia del sistema fotovoltaico mientras se varía la carga.....	131
Fig. 5.21. Emulación de una disminución de luz solar. ....	134
Fig. 5.22. Cambios en la potencia del sistema fotovoltaico en la emulación de disminución solar. ....	135
Fig. 5.23. Emulación de caída de voltaje en la batería .....	137
Fig. 5.24. Variación de potencia en la emulación de caída de voltaje de la batería.....	138

## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2.1 Tipos y características de baterías de plomo ácidas.....	13
Tabla 3.1 Consumo diario de la vivienda de estudio.....	36
Tabla 3.2 Radiación Solar Global Provincia de El Oro [10].....	37
Tabla 3.3. Valores de corriente en el inductor $L_{boost}$ .....	49
Tabla 3.4 Valores de voltaje en el capacitor $C_{pv}$ .....	53
Tabla 3.5. Valores de la corriente de rizado pico-pico del inductor $L_{bat}$ .....	57
Tabla 3.6 Valores del voltaje de rizado pico-pico del capacitor $C_{dc}$ .....	62
Tabla 3.7. Valores de la corriente de rizado pico-pico a través del inductor $L_f$ .....	67
Tabla 3.8. Valores numéricos de los elementos del sistema. ....	72
Tabla 4.1. Tipos de controlador con la técnica del factor K.....	80
Tabla 4.2. Ecuaciones para determinar el valor del factor K.....	80
Tabla 4.3. Ganancia del controlador con la técnica del factor K.....	81
Tabla 5.1 Valores de la simulación del sistema fotovoltaico a carga nominal .....	124
Tabla 5.2. Valores de potencia del sistema fotovoltaico a carga nominal ...	125
Tabla 5.3. Valores de potencia en el estado estable de cada intervalo. ....	132
Tabla 5.4. Valores de potencia en la emulación de disminución solar.....	136
Tabla 5.5. Valores de potencia en la emulación de caída de voltaje en la batería.....	139

## **INTRODUCCIÓN**

Por muchos años se ha dependido del petróleo para la obtención de energía eléctrica en el País y, debido al alto costo, que representa para las compañías proveedoras del servicio eléctrico, la transportación de la energía eléctrica a zonas muy lejanas, no se ha llevado a cabo. Privando de éste servicio vital a personas que viven en lugares remotos o rurales por así decirlo.

La dependencia en una sola forma de energía no es viable a largo plazo, puesto que en algún punto está puede no llegar a abastecer la demanda. Por lo que la búsqueda de nuevas alternativas es primordial, si se requiere mantener el bienestar del cual se goza en el presente.

Por la importancia del tema se ha decidido proponer como proyecto de tesina, el desarrollo de un modelo de simulación de un sistema de generación fotovoltaica que puede ser utilizado para estudios de generación fotovoltaica a gran escala o como base para la eventual implementación o proyecto futuro donde se incluyan varios paneles fotovoltaicos. Los objetivos específicos son los siguientes:

- Dimensionar los componentes del sistema fotovoltaico para cumplir con especificaciones de potencia, voltaje, corriente y porcentajes de rizado en los voltajes y corrientes.
  
- Diseñar el control del sistema fotovoltaico para sea estable y tenga un buen desempeño dinámico.
  
- Verificar el correcto funcionamiento del sistema fotovoltaico a través de simulaciones, considerando diferentes tipos de perturbaciones.

En el capítulo uno se da una breve explicación de la motivación detrás del proyecto, el enfoque que se realizará para poder proceder con la realización del mismo, y la explicación de un esquema general.

En el capítulo dos se describe de manera más extensa cada una de las partes que conforman el sistema fotovoltaico y los conceptos necesarios para el entendimiento de este tipo de sistemas.

En el capítulo tres se realiza el dimensionamiento de los elementos que conforman las diferentes etapas del sistema fotovoltaico. Estos valores serán verificados a través de simulaciones.

En el capítulo cuatro se diseña el controlador de cada etapa para que siga las señales de referencia y contrarrestar el efecto de las perturbaciones.

En el capítulo cinco se realizan las diferentes pruebas para comprobar el correcto funcionamiento del sistema completo, integrando todas las etapas que lo componen.

# **CAPÍTULO 1**

## **PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA**

El estilo de vida que llevamos en la actualidad y el transcurrir de los años son la causa de que nuestro recurso energético basado en el petróleo poco a poco se esté agotando. Esta disminución ha provocado la búsqueda de nuevas alternativas energéticas para el sostenimiento del sistema. Como lo son las energías eólica, geotérmica, hidroeléctrica, mareomotriz, solar, por biomasa y por biocombustibles [1].

En el Ecuador gran parte de nuestra energía es obtenida por las hidroeléctricas, al ser el agua nuestro mayor recurso. Pero no podemos esperanzarnos en una sola forma de energía puesto que los tiempos están cambiando y con él, la tecnología y el clima. Lo que ahora puede que sea

abundante, en un futuro tal vez no tan lejano éste se encuentre escaso. Es por esto que hemos decidido enfocarnos en un sistema fotovoltaico que nos permita aprovechar, en el mayor grado posible, la energía solar.

Éste proyecto puede ser empleado en las partes rurales del país dónde la transmisión de la energía eléctrica es más costosa debido a la lejanía de estos lugares.

Para cumplir con el objetivo de modelar un sistema de generación de energía eléctrica a partir de energía solar fotovoltaica como el de la Fig. 1.1, se utilizan convertidores de corriente continua (corriente generada por la celda solar) a corriente alterna (corriente estándar del sistema eléctrico). Pero no basta únicamente con tener los convertidores y conectarlos entre sí; se debe diseñar un control para que el voltaje obtenido a partir de la celda solar sea el óptimo, dicho control debe reaccionar ante cualquier perturbación que pudiera generar una inestabilidad en el sistema.

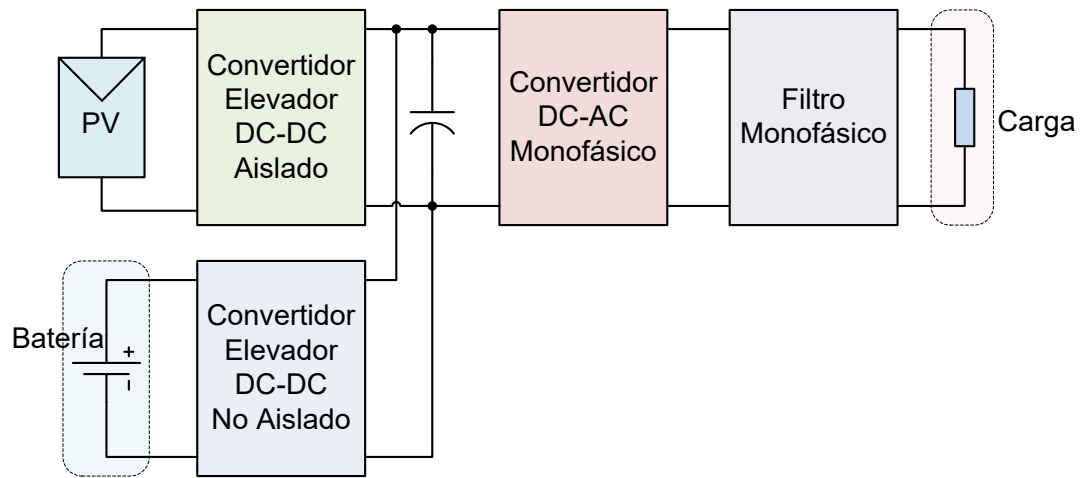


Fig. 1.1. Esquema general de un sistema de generación de energía eléctrica independiente a partir de energía solar fotovoltaica

La herramienta que se utilizará para el análisis y el diseño del control será SIMULINK de MATLAB junto con el paquete de herramientas PLECS. Para comprobar el correcto funcionamiento del mismo se realizarán los experimentos necesarios mediante simulaciones. Éstas serán analizadas y comparadas con los valores teóricos del sistema para de esta forma determinar si el control empleado es o no el adecuado.



## **CAPÍTULO 2**

### **FUNDAMENTO TEÓRICO**

En este capítulo se describirá con detalle cada una de las partes que conforman al sistema de generación fotovoltaico. Se describen los principios básicos del funcionamiento de las celdas solares, las topologías a usarse en los convertidores de potencia y la etapa de almacenamiento. Así como también los parámetros de importancia para la obtención de la máxima energía que se puede producir con los paneles fotovoltaicos (PV).

La generación fotovoltaica se la obtiene al realizar la transformación de la energía solar en energía eléctrica apta para el consumo, mediante módulos fotovoltaicos [2].

El sistema fotovoltaico está constituido por cuatro partes principales como lo es la generación, el almacenamiento, la transformación y la distribución [3]. El almacenamiento es obligatorio para los sistemas aislados puesto que no existe conexión a la red eléctrica, mientras que para los sistemas conectados a la red, el almacenamiento es opcional.

## **2.1 Generación**

La generación eléctrica se lo obtiene por medio de los paneles o módulos solares. Los módulos están conformados por celdas fotovoltaicas conectadas en serie. Un módulo típico tiene unas 36 celdas que en total dan 12V [4]. Los módulos pueden conectarse en serie y en paralelo para aumentar el voltaje y la corriente total para ser empleados en una aplicación específica.

Las celdas fotovoltaicas están compuestas por dos contactos metálicos uno superior y otro posterior. El contacto superior tiene forma de rejilla para permitir el paso de la luz solar. Mientras que el posterior es uniforme. Debajo del contacto superior se tiene una capa anti reflectante como una medida adicional para asegurar la mayor radiación posible. Luego de ésta se tiene una capa de Silicio tipo N (semiconductor). Seguida de una capa de Silicio tipo P (semiconductor). Entre la capa de

Silicio tipo N y tipo P se tiene la juntura N-P, donde se forma el campo eléctrico.

El proceso de la transformación empieza cuando la radiación solar incide en la celda. La luz en forma de fotón libera pares de electrón-hueco permitiéndoles fluir libremente. Debido al campo generado en la juntura N-P los electrones son atraídos al material tipo N mientras que los huecos al material tipo P. Al conectar los dos lados de la celda los electrones fluirán hacia el lado dónde hay un número mayoritario de huecos generándose así una corriente denominada fotogenerada [5].

### 2.1.1 Parámetros básicos de una celda solar

Existen ciertos parámetros [6] que deben ser mencionados previo al estudio de las curvas I-V de una celda solar.

#### **Corriente total ( $I$ )**

La corriente total se obtiene de la resta de la corriente inducida por la luz y la corriente del diodo, puede ser expresada como:

Corriente total ( $I$ ) = Corriente del diodo ( $I_{DI}$ ) – Corriente inducida por la luz ( $I_{IL}$ )

$$I = I_{sa} \left[ \exp\left(\frac{eV_{ce}}{kT_e}\right) - 1 \right] - I_{IL} \quad (2.1)$$

donde  $I_{sa}$  es la corriente de saturación, se la conoce también como corriente de fuga o difusión,  $e$  es la carga de un electrón y  $k_b$  es la constante de Boltzman. Las corrientes  $I_{sa}$  e  $I_{IL}$  dependen de la estructura de la celda solar.

### **Corriente de cortocircuito ( $I_{sc}$ )**

La corriente de cortocircuito es la corriente que se genera cuando la resistencia de carga en el circuito es cero. Ésta puede ser obtenida conectando los terminales positivo y negativo de la celda solar.

### **Voltaje de circuito abierto ( $V_{oc}$ )**

El voltaje de corto circuito es obtenido haciendo  $I = 0$  en la ecuación de la corriente total. Si  $I = 0$  entonces  $V_{ce} = V_{oc}$ .

$$V_{oc} = \frac{kT_e}{e} \ln\left(\frac{I_{IL}}{I_{sa}} + 1\right). \quad (2.2)$$

El voltaje de circuito abierto es el voltaje que se obtiene cuando la resistencia de carga es máxima.

### Características I-V

La corriente de una celda solar está dada por la ecuación:

$$I = I_{sa} \left[ \exp \left( \frac{e(V_{ce} - IR_s)}{kT_e} \right) - 1 \right] \quad (2.3)$$

y se muestra en la Fig. 2.1. Para una buena celda solar, la resistencia serie,  $R_s$ , debe ser muy pequeña y la resistencia paralelo,  $R_p$ , debe ser grande.

Cuando la resistencia de carga óptima  $R_{co}(P_{max}) = R_{Pmax}$  es conectada, el PV entregará la máxima potencia.

$$P_{max} = V_{Pmax} I_{Pmax} \quad (2.4)$$

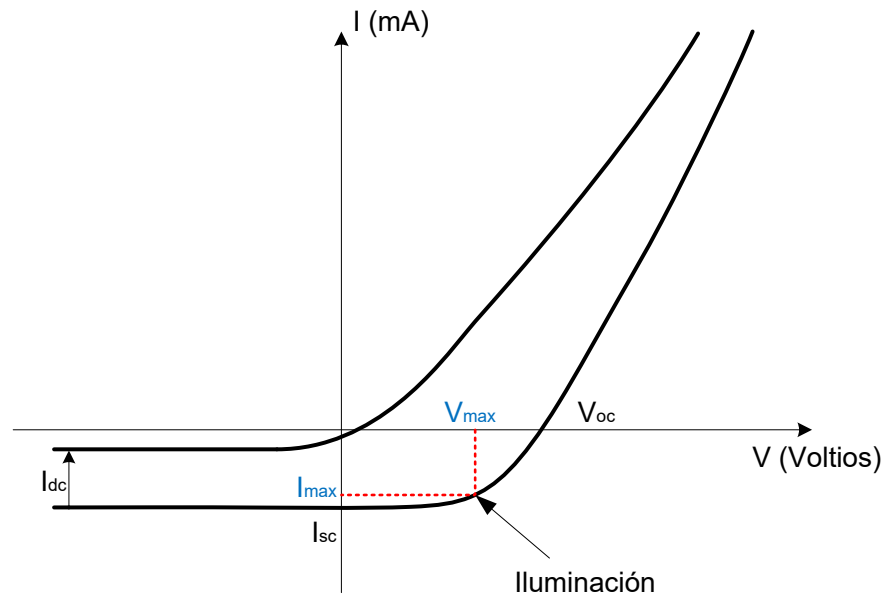


Fig. 2.1. Características I-V de una celda solar

Además,

$$R_{Pmax} = \frac{V_{Pmax}}{I_{Pmax}} \quad (2.5)$$

La eficiencia se define como

$$\eta = \frac{P}{\Phi} \quad (2.6)$$

Donde  $P = V_{ce}I$  es la potencia entregada por el generador PV.

$\Phi = I_{int} A_{ipv}$  es la radiación solar que cae sobre el generador PV.

Donde  $I_{int}$  es la intensidad solar y  $A_{ipv}$  es el área irradiada.

### Factor de relleno ( $FF$ )

El factor de relleno o también conocido como factor de curva Fig. 2.2 es una medida de cuan pronunciado es el codo de la curva I-V. Indica lo bien que fue hecha la unión de la celda y lo baja que es su resistencia en serie. Puede ser disminuido con la presencia de resistencias en serie y tiende a aumentar cuando el voltaje de circuito abierto se eleva. El valor máximo del factor de relleno es uno, el cual no es posible alcanzar. El máximo valor en el Si es 0.88.

$$FF = \frac{P_{max}}{V_{oc} I_{sc}} = \frac{V_{max} I_{max}}{V_{oc} I_{sc}} \quad (2.7)$$

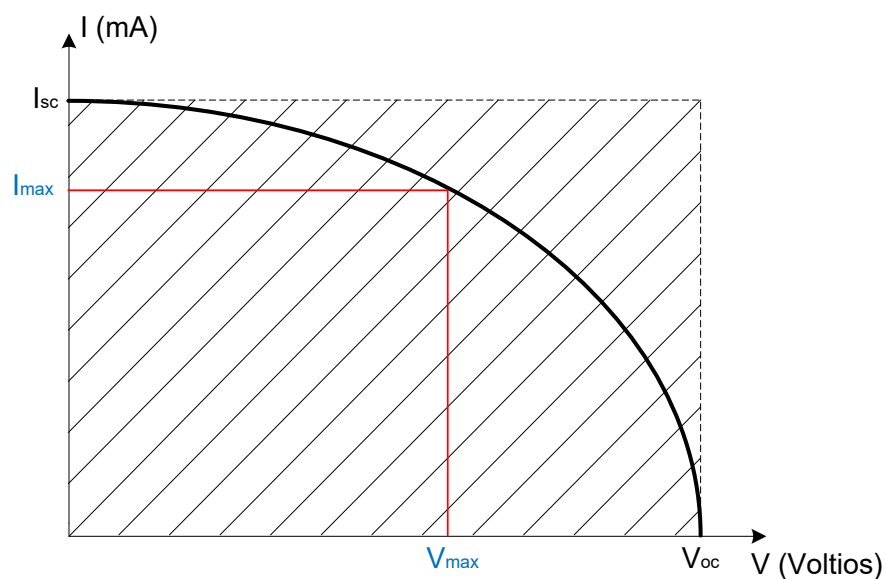


Fig. 2.2. Curva característica para determinar el factor de relleno

La máxima potencia  $P_{max}$  que puede entregar el dispositivo es obtenida en el punto de la curva donde el producto  $IV$  es máximo.

Por lo tanto,

$$P_{max} = V_{max} I_{max} \quad (2.8)$$

La máxima potencia posible que se puede obtener esta dada por la siguiente ecuación

$$P_{max} = V_{oc} \times I_{sc} \times FF \quad (2.9)$$

donde  $FF$  es el factor de relleno dado en la ecuación (2.7).

### **Eficiencia de la celda solar ( $\eta_{cs}$ )**

La eficiencia de la conversión de potencia de la celda solar está dada por

$$\eta_{cs} = \frac{P_{max}}{P_{in}}$$

$$\eta_{cs} = \frac{V_{max} \times I_{max}}{\text{Radiación solar incidente} \times \text{Área de la celda solar}} \quad (2.10)$$

$$\eta_{cs} = \frac{V_{oc} \times I_{sc} \times FF}{I_{int} \times A_c}$$

donde  $V_{max}$  y  $I_{max}$  son el voltaje y la corriente para la máxima potencia, correspondiente a la intensidad solar  $I_{int}$

#### **2.1.2 Seguidor del punto de potencia máxima (MPPT)**



El MPPT [7] es un convertidor DC-DC de alta eficiencia el cual funciona como una carga eléctrica óptima para el PV y utiliza un circuito de control para buscar el punto de máxima potencia que permite al convertidor extraer la máxima potencia disponible de la celda solar o el módulo fotovoltaico. El MPPT no es un sistema físico con partes móviles, sino un sistema completamente electrónico que varía el punto de operación del módulo.

Como la celda solar tiene una relación exponencial entre el voltaje y la corriente, el punto de máxima potencia (MPP) ocurre en el codo de la curva, donde la resistencia es igual al negativo de la variación de la resistencia,

$$\frac{V}{I} = -\frac{\partial V}{\partial I}. \quad (2.11)$$

El MPPT puede ser usado con un sistema mecánico de seguimiento solar, pero los dos sistemas son completamente diferentes.

## **2.2 Almacenamiento**

El almacenamiento en un sistema fotovoltaico aislado es necesario puesto que la demanda de energía eléctrica no siempre coincide con la generación de los módulos solares. Existen varios equipos que sirven

como almacenamiento, pero las baterías de plomo ácido son las más utilizadas en esta clase de sistema debido a su costo accesible y la simplicidad en su uso. En la Tabla 2.1 se puede apreciar los diferentes tipos de baterías de plomo ácido [8] y sus características, las mismas que serán consideradas para la selección final del almacenamiento.

Tabla 2.1 Tipos y características de baterías de plomo ácidas

<b>Plomo ácido</b>	<b>Costo</b>	<b>Profundidad de ciclo</b>	<b>Mantenimiento</b>
Plomo - Antimonio	Bajo	Bueno	Alto
Plomo- Calcio con Ventilación Abierta	Bajo	Malo	Medio
Plomo- Calcio con Ventilación Cerrada	Bajo	Malo	Bajo
Plomo Hibrido Antimonio/Calcio	Medio	Bueno	Medio

Los parámetros importantes de las baterías son el ciclado diario, el ciclado estacional y la autonomía. El ciclado diario corresponde a las cargas y descargas de la batería que ocurren durante todo el día y el ciclado estacional está relacionado a las cargas y descargas de la batería en un periodo de baja radiación donde ésta no alcanza a recargarse por completo en varios días. Los días de autonomía se refiere a el número de días que la batería estará entregando energía a la carga cuando los PV no se encuentren generando. [9]

La capacidad de la batería en función de la descarga máxima diaria  $C_{nd}$  en Wh se la obtiene mediante la ecuación (2.12) y en Ah con la ecuación (2.13). Para la capacidad de la batería en función de la descarga máxima estacional  $C_{ne}$  se tiene la ecuación (2.14) en Wh y la (2.15) en Ah [8].

$$C_{nd}(Wh) = \frac{C_{total}}{P_{Dmax,d} \times F_{CT}} \quad (2.12)$$

$$C_{nd}(Ah) = \frac{C_{nd}(Wh)}{V_{bat}} \quad (2.13)$$

$$C_{ne}(Wh) = \frac{C_{total} \times N}{P_{Dmax,e} \times F_{CT}} \quad (2.14)$$

$$C_{ne}(Ah) = \frac{C_{ne}(Wh)}{V_{bat}} \quad (2.15)$$

De los valores obtenidos en las ecuaciones (2.13) y (2.15) se escoge la de mayor capacidad. Para obtener cuántas baterías se necesitan para suplir se divide la capacidad escogida para la capacidad nominal en Ah de las baterías seleccionadas (2.16) [7].

$$N_B = \frac{C_C}{C_B} \quad (2.16)$$

### 2.3 Transformación

Debido que el módulo fotovoltaico genera un voltaje continuo y la carga a la que le será suministrada la energía requiere un voltaje alterno es

necesario disponer de una interfaz entre ellos, el dispositivo encargado de esto es el convertidor de potencia.

Básicamente se utilizarán dos topologías:

- Convertidor DC-DC
- Convertidor AC-DC

### 2.3.1 Convertidor DC-DC

Un convertidor DC-DC es un dispositivo cuyo esquema global es el mostrado en la Fig. 2.3, capaz de elevar o disminuir el voltaje de salida dada una entrada de voltaje continuo como en Fig. 2.4 (a). La variación de voltaje se la realiza mediante interruptores que son debidamente conmutados en función del voltaje de salida requerido.

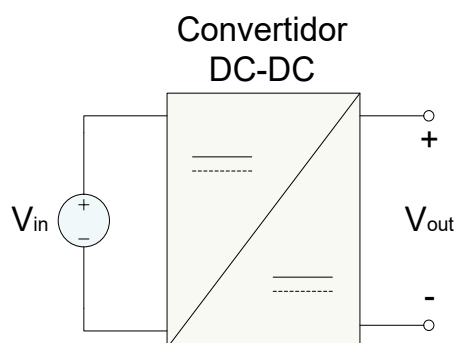


Fig. 2.3. Esquema general de un convertidor DC-DC

El voltaje de salida es una onda alterna cuadrada con un periodo fijo Fig 2.4 (b) y un ciclo de trabajo que varía dependiendo del voltaje deseado [10].  $t_{ON}$  es el tiempo en el que se deja pasar el voltaje de entrada  $V$  hacia la carga y  $T_s$  es el período de conmutación.

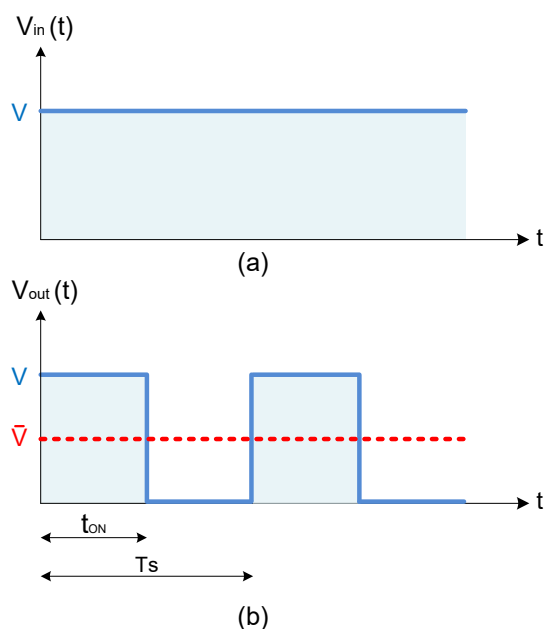


Fig. 2.4. (a) Forma del voltaje de entrada del convertidor. (b) Forma de onda del voltaje de salida del convertidor.

El convertidor DC-DC a utilizar será uno aislado galvánicamente por lo tanto se requiere de un transformador.

### Modulación de ancho de pulso (PWM)

La modulación de ancho de pulso [11] provee las señales que serán utilizadas por los transistores de potencia para realizar la conmutación. Esta consiste en generar una señal cuadrada con período fijo y ciclo de trabajo variable. Para generar dicha señal se realiza una comparación entre una señal moduladora  $v_c$  y una señal portadora portadora  $v_p$  como se muestra en la Fig. 2.5.

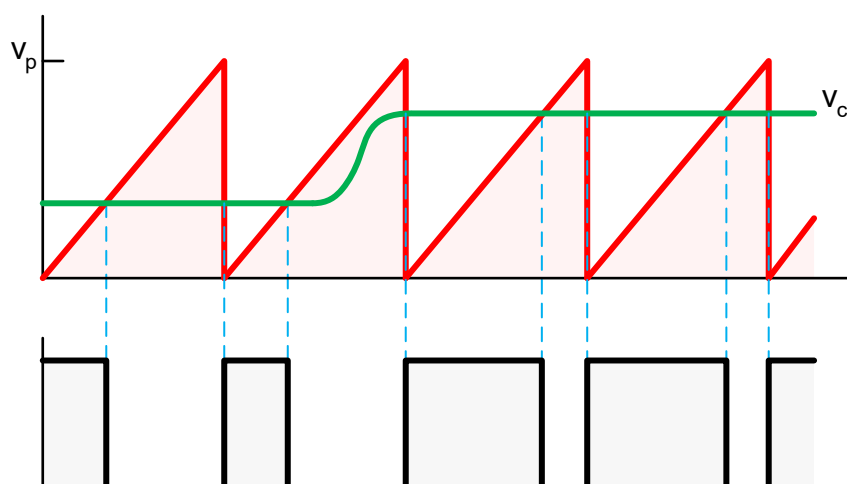


Fig. 2.5. Generación de señal PWM. La salida es un alto cuando la señal  $v_c$  es mayor que la señal diente de sierra  $v_p$ .

### 2.3.2 Convertidor DC-DC elevador no aislado

El convertidor DC-DC no aislado [11] se muestra en la Fig. 2.6 (a). Este es un convertidor que opera cerrando y abriendo periódicamente un interruptor electrónico.

Para el análisis de este convertidor se asumirá lo siguiente:

1. Funcionamiento en estado estable
2. El período es  $T$ , y el interruptor es cerrado por un tiempo  $DT$  y abierto por un tiempo  $(1-D)T$ .
3. La corriente del inductor es continua (siempre positiva).
4. El capacitor  $C$  es muy grande, y el voltaje de salida se mantiene constante en el voltaje  $V_o$ .
5. Los componentes son ideales.

El análisis se realizará en dos partes, la primera cuando el interruptor  $S$  está cerrado y la segunda cuando  $S$  está abierto.

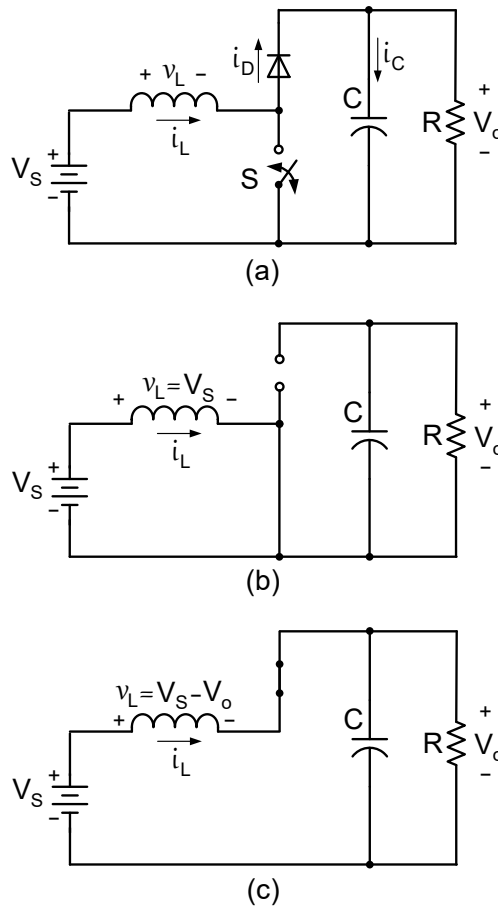


Fig. 2.6. Convertidor DC-DC elevador. (a) Circuito. (b) Circuito equivalente cuando el interruptor S está cerrado. (c) Circuito equivalente cuando el interruptor S está abierto.



### Análisis cuando el interruptor S está cerrado

Cuando el interruptor es cerrado, el diodo se polariza inversamente. Aplicando ley de Kirchhoff por la malla que contiene la fuente de voltaje, el inductor y el interruptor cerrado se tiene:

$$v_L = V_S = L \frac{di_L}{dt} \quad \text{o} \quad \frac{di_L}{dt} = \frac{V_S}{L} \quad (2.17)$$

La tasa de cambio de la corriente es constante, por lo tanto la corriente crece linealmente mientras el interruptor está cerrado, como se muestra en la Fig. 2.7 (b). El cambio de corriente en el inductor está dado por:

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_S}{L} \quad (2.18)$$

Despejando  $\Delta i_L$  para cuando el interruptor S está cerrado.

$$(\Delta i_L)_{\text{cerrado}} = \frac{V_S DT}{L} \quad (2.19)$$

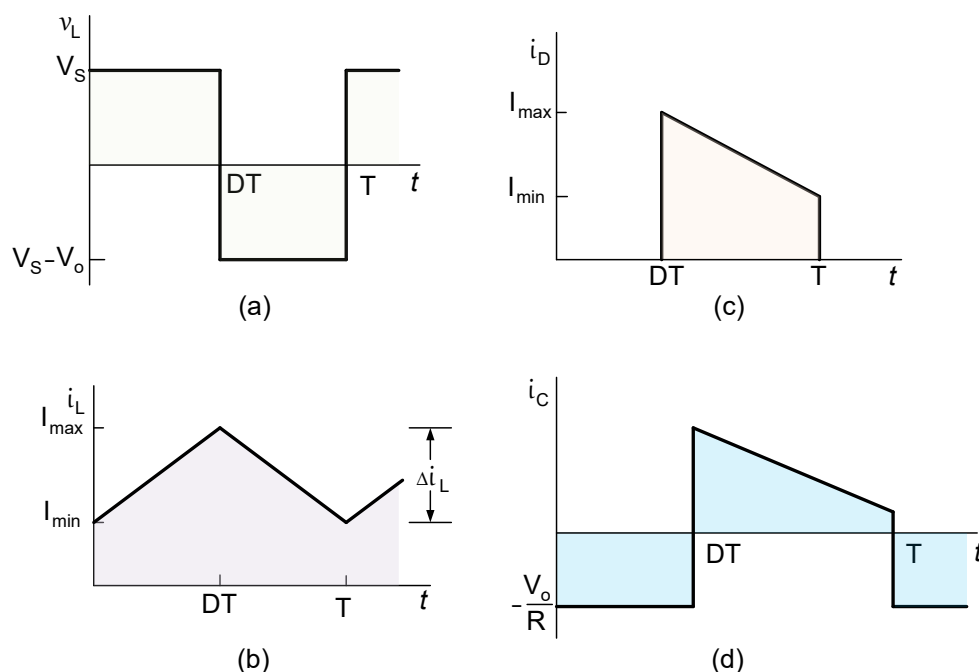


Fig. 2.7. Formas de onda del convertidor elevador. (a) Voltaje del inductor. (b) Corriente del inductor. (c) Corriente del diodo. (d) Corriente del capacitor.

### **Análisis cuando el interruptor S está abierto**

Cuando el interruptor es abierto, la corriente del inductor no puede cambiar instantáneamente, por lo tanto el diodo se polariza directamente para proveer un camino para la corriente del inductor. Asumiendo que la salida del voltaje  $V_o$  es constante, el voltaje a través del inductor es:

$$v_L = V_S - V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad \text{o} \quad \frac{di_L}{dt} = \frac{V_S - V_o}{L} \quad (2.20)$$

La tasa de cambio de la corriente del inductor es constante, por lo tanto la corriente cambia linealmente mientras el interruptor está abierto. La corriente del inductor mientras el interruptor está abierto cambia de la siguiente manera:

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = \frac{V_S - V_o}{L} \quad (2.21)$$

despejando  $\Delta i_L$ ,

$$(\Delta i_L)_{abierto} = \frac{(V_S - V_o)(1-D)T}{L} \quad (2.22)$$

Para un funcionamiento en estado estable, el cambio de corriente en el inductor debe ser cero. Usando las ecuaciones (2.21) y (2.22),

$$\begin{aligned} (\Delta i_L)_{cerrado} + (\Delta i_L)_{abierto} &= 0 \\ \frac{V_S DT}{L} + \frac{(V_S - V_o)(1-D)T}{L} &= 0 \end{aligned} \quad (2.23)$$

despejando  $V_o$ ,

$$\begin{aligned} V_S (D + 1 - D) - V_o(1 - D) &= 0 \\ V_o &= \frac{V_S}{(1 - D)} \end{aligned} \quad (2.24)$$

La ecuación (2.24) muestra que si el interruptor está siempre abierto y  $D$  es cero, el voltaje de salida es el mismo que el de entrada. Mientras el ciclo de trabajo se incrementa, el

denominador de la ecuación (2.24) se hace más pequeño, lo que da como resultado un voltaje de salida más grande. El convertidor elevador produce un voltaje de salida que es mayor o igual al voltaje de entrada.

### **2.3.3 Convertidor DC-DC aislado**

Debido que el voltaje entregado por el módulo PV es bajo, lo conveniente es utilizar un convertidor DC-DC elevador como el mencionado anteriormente, el inconveniente es que en el caso de una falla en el lado de la carga, los módulos PV podrían verse afectados. Para resolver este problema se usa un convertidor DC-DC aislado, el cual consta de un transformador para proveer aislamiento galvánico. El transformador a usarse será uno de alta frecuencia con la finalidad de reducir su tamaño.

Además de incluir un transformador, la topología del convertidor debe ser de tal manera que el voltaje recibido en el primario del transformador sea alterno para poder ser transferido al secundario; esta señal alterna en la entrada del primario no debe tener ninguna componente DC para evitar que el transformador se sature [12]. El convertidor elevador DC-DC aislado elegido es uno de puente completo como se muestra en la Fig.2.8 [13].

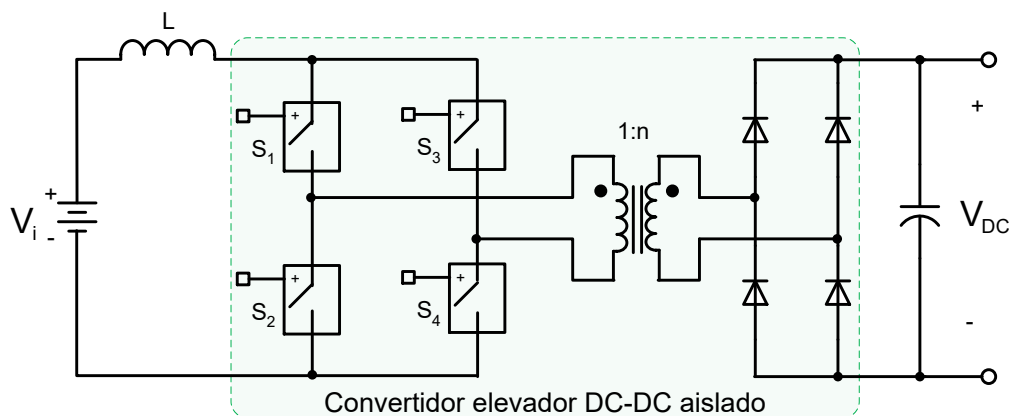


Fig. 2.8. Convertidor elevador DC-DC aislado de puente completo.

Los interruptores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$ ,  $S_4$  son conmutados como se muestra en la Fig. 2.9 [14]. El valor de tiempo  $T_s$  es el período de conmutación. En un circuito real, los interruptores son hechos con MOSFET o IGBT en antiparalelo con un diodo.

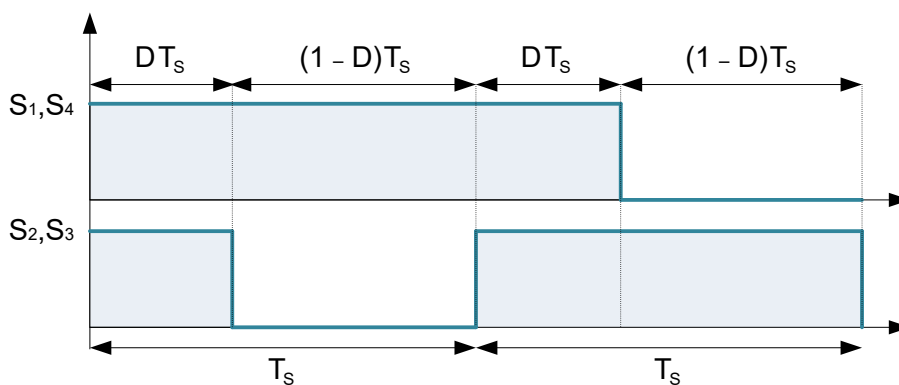


Fig. 2.9. Patrón de conmutación del convertidor DC-DC elevador aislado de puente completo.

En la Fig. 2.10 [14] se puede diferenciar cuatro intervalos con una duración de  $2T_s$ . En el primer intervalo todos los interruptores se encuentran cerrados, lo que da como resultado que en el primario del transformador se tenga 0V como se indica en la Fig. 2.10(a), esto a su vez permite que por el inductor circule una corriente lineal creciente con pendiente  $V_L/L$  como en la Fig. 2.10(b). Además todo el voltaje de la fuente cae en el inductor como se muestra en la Fig. 2.10(c). En el segundo intervalo, los interruptores  $S_2$  y  $S_3$  se abren, quedando cerrados  $S_1$  y  $S_4$ ; esto hace que en el primario del transformador se tenga  $V_{dc}/n$ , mientras que la corriente por el inductor ahora decrece, en este caso el voltaje a través del inductor es  $V_i - V_{dc}/n$ . En el tercer intervalo nuevamente se cierran todos los interruptores produciendo las mismas formas de onda que en el primer intervalo. Para el cuarto intervalo se abren los interruptores  $S_1$  y  $S_4$ , quedando cerrados  $S_2$  y  $S_3$ ; esto provoca la inversión de polaridad en el primario del transformador como se muestra en la Fig. 2.10(a), pero manteniendo la dirección de corriente en el inductor como se muestra en la Fig. 2.10(b).

El patrón es repetido para los siguientes períodos. Se puede observar que la forma de onda de la corriente en el inductor tiene

un período  $T_s$ , mientras que el período del voltaje en el primario del transformador es de  $2T_s$ . Con esta configuración se logra que el voltaje en el transformador sea alterno, sin componente DC y de alta frecuencia.

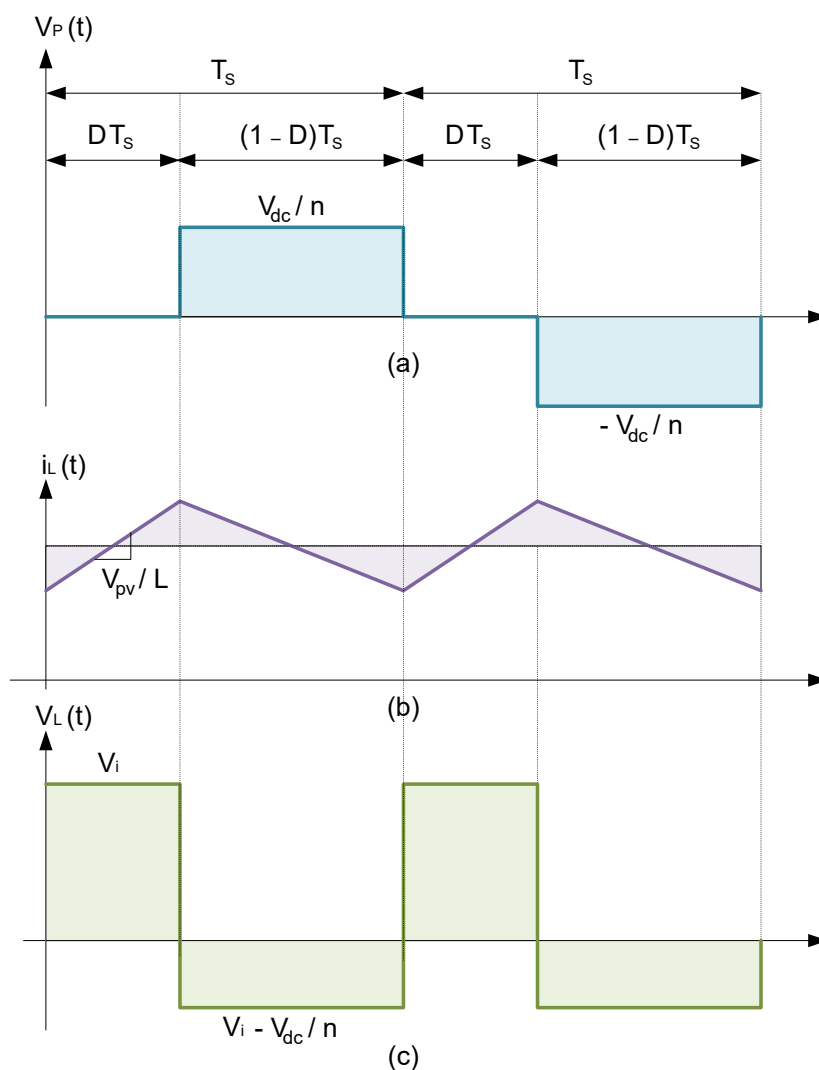


Fig. 2.10. Formas de onda del convertidor DC-DC elevador aislado. (a) Voltaje en el primario del transformador de alta frecuencia. (b) Corriente en el inductor. (c) Voltaje en el inductor.

El voltaje de salida del convertidor DC-DC elevador aislado está dado por la ecuación 2.25

$$V_{DC} = \frac{n}{(1-D)} V_i \quad (2.25)$$

### 2.3.4 Convertidor DC-AC

El convertidor DC-AC [11] es un dispositivo que recibe como señal de entrada un voltaje DC y entrega como señal de salida una señal de voltaje sinusoidal AC su esquema general se muestra en la Fig.2.11.

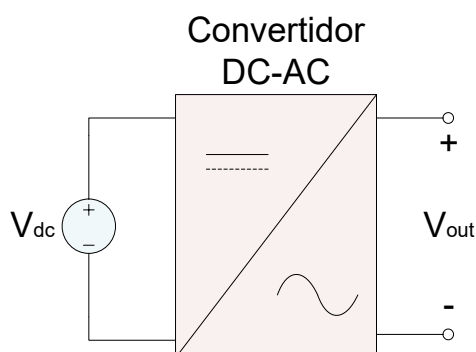


Fig. 2.11. Esquema general de un convertidor DC-DC

El voltaje de salida del inversor es una onda cuadrada cuyos valores cambian entre  $+V_{dc}$  y  $-V_{dc}$  dependiendo del tipo de conmutación utilizada en los interruptores cuya componente fundamental es una onda sinusoidal. El circuito de un inversor monofásico es ilustrado en la Fig.2.12.



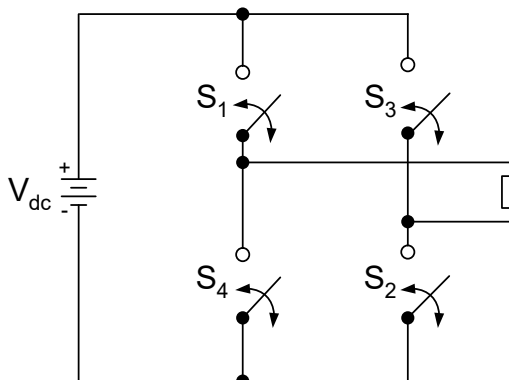


Fig. 2.12. Circuito del convertidor DC-AC

### Modulación de ancho de pulso sinusoidal (SPWM)

La SPWM es una técnica de conmutación comúnmente utilizada en los convertidores DC-AC o también conocidos como inversores. Para lograr la señal de conmutación se realiza una comparación entre una onda sinusoidal de baja frecuencia, generalmente 60Hz, y una onda triangular de alta frecuencia. Los dos tipos de conmutación utilizados con la técnica SPWM son: la conmutación bipolar y la conmutación unipolar.

### Conmutación Bipolar

La Fig.2.13 ilustra el principio de la modulación bipolar utilizando SPWM. La Fig.2.13 (a) muestra una señal de referencia sinusoidal y una señal portadora triangular. Cuando el valor instantáneo de la referencia sinusoidal es mayor que la portadora triangular, la

salida es  $+V_{dc}$ , y cuando la referencia es menor que la portadora, la salida es  $-V_{dc}$ .

$$\begin{aligned} v_o &= +V_{dc} \quad \text{para } v_{seno} > v_{tri} \\ v_o &= -V_{dc} \quad \text{para } v_{seno} < v_{tri} \end{aligned} \quad (2.26)$$

Se denomina conmutación bipolar porque la salida cambia alternadamente entre más y menos el valor de la fuente de voltaje DC.

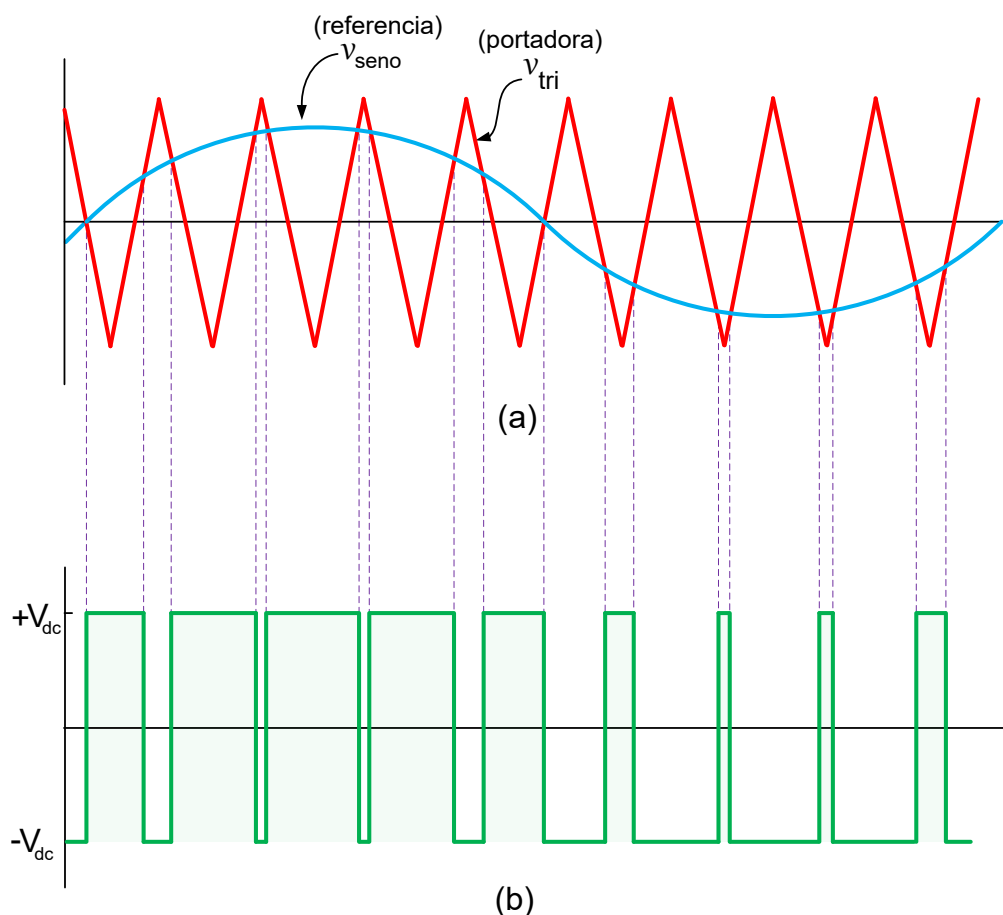


Fig. 2.13. Conmutación bipolar. (a) Referencia sinusoidal y portadora triangular; (b) La salida es  $+V_{dc}$  cuando  $v_{seno} > v_{tri}$  y es  $-V_{dc}$  cuando  $v_{seno} < v_{tri}$ .

### Conmutación Unipolar

En la conmutación unipolar el voltaje de salida es cambiado de alto a cero y de bajo a cero, a diferencia de la conmutación bipolar donde el cambio se producía únicamente de alto a bajo. Los interruptores del esquema de la Fig.2.14 (a) son controlados de la siguiente manera:

$S_1$  ON cuando  $v_{\text{seno}} > v_{\text{tri}}$ ,

$S_2$  ON cuando  $-v_{\text{seno}} < v_{\text{tri}}$

$S_3$  ON cuando  $-v_{\text{seno}} > v_{\text{tri}}$

$S_4$  ON cuando  $v_{\text{seno}} < v_{\text{tri}}$

Los pares de interruptores ( $S_1, S_4$ ) y ( $S_2, S_3$ ) son complementarios. El voltaje  $v_a$  y  $v_b$  en la Fig.2.13 (c) cambia alternadamente entre  $+V_{\text{dc}}$  y cero. El voltaje de salida  $v_o = v_{ab} = v_a - v_b$  se muestra en la Fig.2.13 (d).

Para producir la señal de voltaje  $v_a$  se compara la señal de referencia  $v_{\text{seno}}$  con  $v_{\text{tri}}$ . Cuando  $v_{\text{seno}} > v_{\text{tri}}$  en la salida se tendrá un alto. La señal de voltaje  $v_b$  se produce de igual manera que  $v_a$  pero ahora la señal de referencia es  $-v_{\text{seno}}$ .

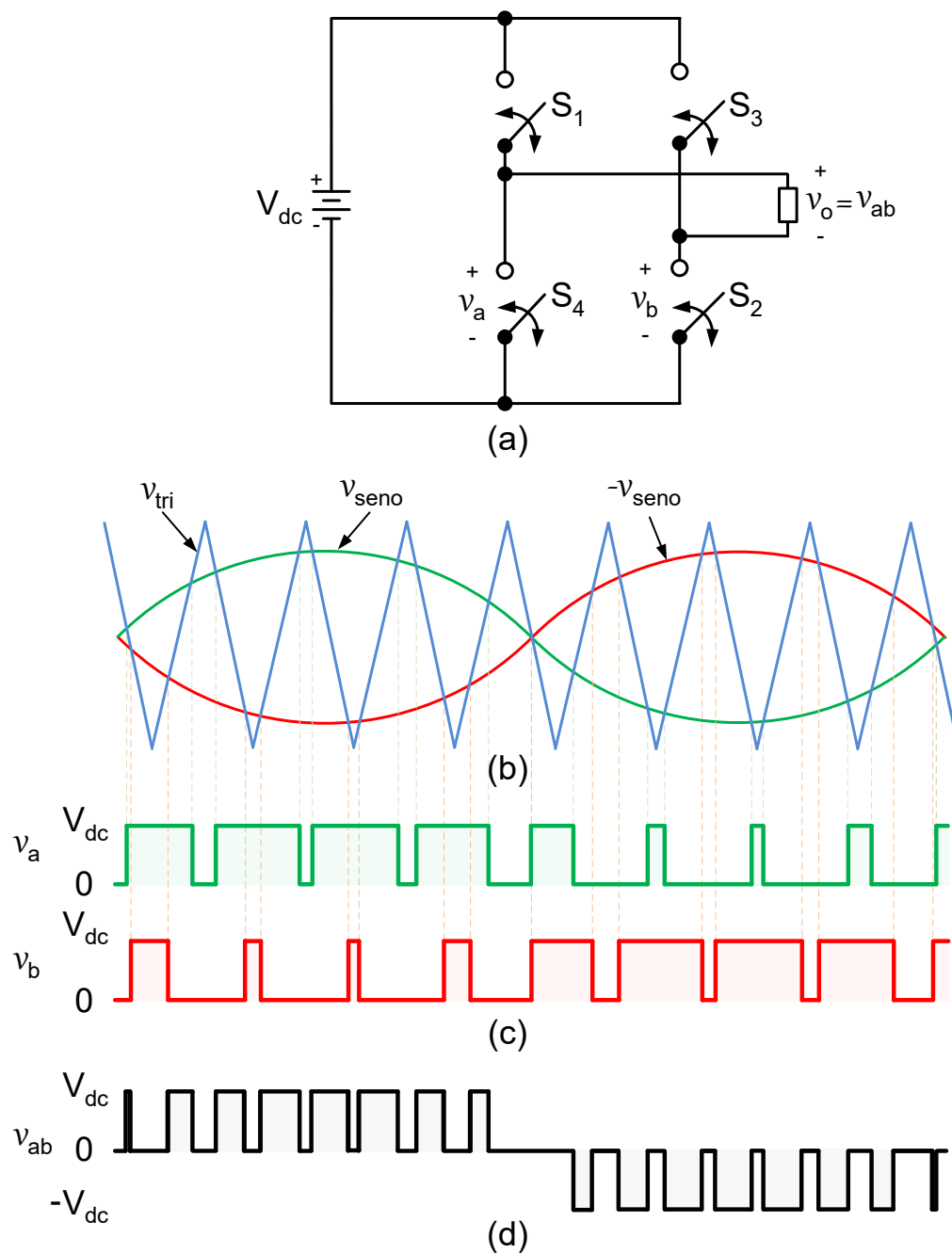


Fig. 2.14. Conmutación unipolar. (a) Convertidor unipolar SPWM de puente completo; (b) Señales de referencia y portadora; (c) Señales de voltaje  $v_a$  y  $v_b$ ; (d) Voltaje de salida.

## 2.4 Distribución

La distribución es la parte donde se realizan las medidas necesarias para alimentar a la carga de la mejor manera posible. Por lo que se optará a usar un filtro. Los filtros se los utiliza para atenuar las armónicas que se producen en la salida de voltaje del convertidor. La atenuación del grado de las componentes armónicas va a depender mucho del filtro que se utilice, puesto que existen filtros mayores a los de primer orden [14].

### 2.4.1 Filtro LC

El filtro LC es un filtro de segundo orden mucho más efectivo que uno de primer orden porque para la misma atenuación los componentes pueden ser menores. El LC elimina las armónicas de mayor orden de la onda resultante del SPWM [14]. En la Fig. 2.15 se muestra la representación de un filtro LC.

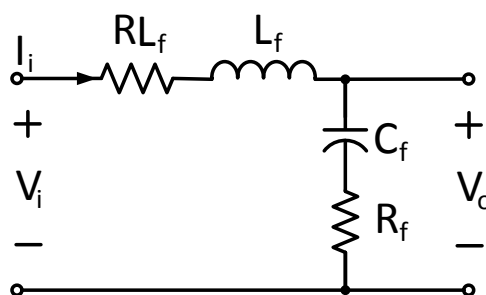


Fig. 2.15. Modelo de un filtro LC

## **CAPÍTULO 3**

### **DIMENSIONAMIENTO DE LOS COMPONENTES DEL SISTEMA FOTOVOLTAICO**

En este capítulo se dimensionará todos los componentes que se utilizarán en el sistema como los módulos PV, las baterías, los convertidores; así como también los componentes pasivos que servirán de enlace entre los convertidores, esto es, inductores y capacitores hasta los filtros necesarios para la reducción de armónicos en la señal de salida del sistema.

El sistema total con cada uno de sus elementos se presenta en la Fig. 3.1, se puede apreciar cada uno de los elementos que serán considerados en el dimensionamiento.

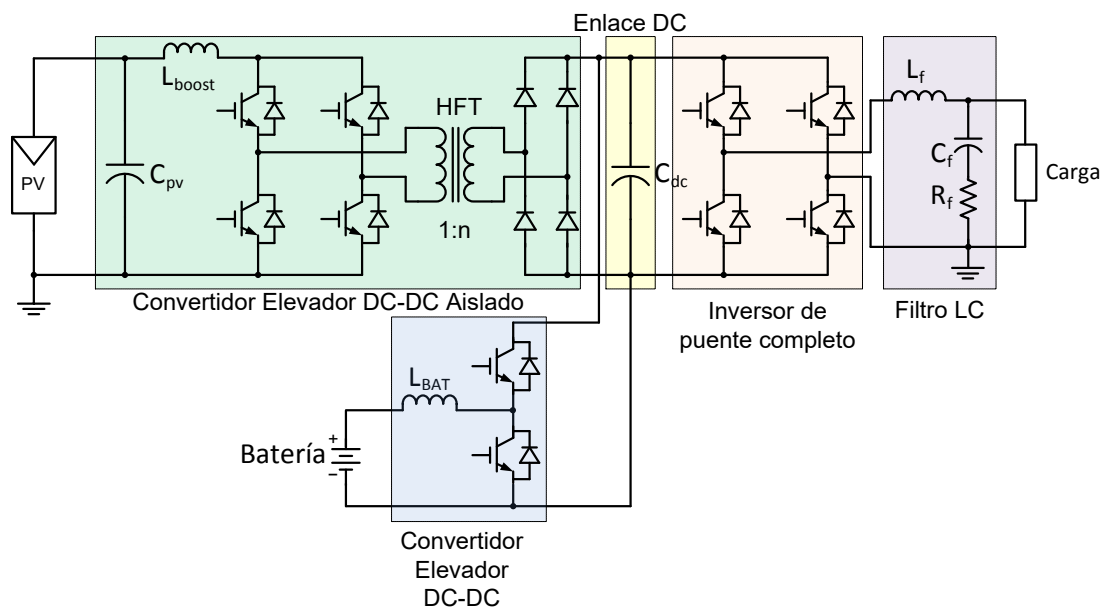


Fig. 3.1. Sistema de generación de energía eléctrica monofásica a partir de paneles solares fotovoltaicos y batería como unidad de almacenamiento.

En el dimensionamiento se considera que toda la potencia demandada por la carga es entregada por los paneles solares, y que el exceso de energía generada por los paneles será almacenado en la batería, de manera que cuando no haya luz solar, la potencia demandada por la carga será entregada por la batería.

### 3.1 Voltaje del enlace DC

El punto de partida para el dimensionamiento de todo el sistema fotovoltaico es el voltaje del enlace DC y la potencia requerida en la carga.

Para el cálculo del voltaje del enlace DC requerido se utiliza (3.1). Donde  $V_o$  es el voltaje pico que requiere la carga, en este caso se utilizará 169.7V.

$$V_{dc\text{mín}} = V_o = 169.7 \text{ V} \quad (3.1)$$

Ya que el inversor de puente completo debe trabajar con factor de modulación cercano a uno y dado que en el filtro se produce una pequeña caída de voltaje se elige un voltaje del enlace DC de 200V, es decir,  $V_{dc} = 200V$ .

### 3.2 Módulo fotovoltaico

El primer paso para el dimensionamiento del módulo es determinar la demanda total que se va a suplir. La demanda se la obtiene realizando previamente un estudio de carga. Para este propósito se escogió una vivienda rural ubicada en El Oro, Santa Rosa, Río Negro. En la Tabla 3.1 se aprecia el consumo diario de la vivienda escogida.



Tabla 3.1 Consumo diario de la vivienda de estudio.

Equipo	Cantidad	Potencia [W]	Potencia Total [W]	Horas de uso al día [h/día]	Consumo diario [Wh/día]
Focos ahorradores	5	20	100	4	400
Lavadora	1	500	500	0,5	250
DVD	1	10	10	2	20
TV 21"	2	70	140	5	700
Licuada	1	200	200	0,25	50
Olla arrocera	1	900	900	0,5	450
Refrigeradora	1	400	400	6	2400
Eq. de sonido	1	110	110	1	110
Computadora	1	350	350	3	1050
Plancha	1	1100	1100	0,5	550
				<b>Total</b>	<b>5980</b>

Para el cálculo del consumo total ( $C_{total}$ ) se tomará en consideración un aumento del 15% en el consumo como medida de prevención para futuras variaciones en el mismo. También se considera que la eficiencia del convertidor DC-AC es del 85%, ambos parámetros se relacionan como en (3.2).

$$C_{total} = \frac{1.15 \times 5980}{0.85} = 8091 \frac{kWh}{día} \quad (3.2)$$

### 3.2.1 Radiación solar disponible

Basado en la información obtenida en [7] se ha creado la Tabla 3.2 que muestra los valores de radiación solar global en la provincia de El Oro en kWh/m<sup>2</sup>/día.

Tabla 3.2 Radiación Solar Global Provincia de El Oro

<b>Mes</b>	<b>kWh/m<sup>2</sup>/día</b>
Enero	4.35
Febrero	4.50
Marzo	4.80
Abril	4.50
Mayo	4.35
Junio	3.90
Julio	3.90
Agosto	4.05
Septiembre	4.20
Octubre	4.05
Noviembre	4.35
Diciembre	4.50

Se debe asegurar que el suministro de energía se dimensione para las peores condiciones, es decir, cuando se produzca el mayor consumo y la menor radiación solar aunque eso implique un sobredimensionamiento para los otros meses, como por ejemplo, los meses junio y julio de la Tabla 3.2, donde habrá excedente de energía.

### **3.2.2 Dimensionamiento del módulo fotovoltaico**

Los paneles solares con los que se trabajará son los módulos monocristalinos ISOFOTON de 175W cada uno. En el mercado local son los que ofrecen un mejor beneficio en lo que respecta al rendimiento y el costo. Las especificaciones que se necesitan son la corriente máxima (pico): 5A, y la tensión nominal: 35V.

Se puede determinar el número total de paneles [9] a emplearse utilizando (3.3).

$$N_T = \frac{C_{total}}{P_{MP} \times HSP \times F_g} = \frac{8091}{175 \times 3.9 \times 0.9} = 13.17 \approx 14 \text{ paneles} \quad (3.3)$$

Donde,  $P_{MP}$  es la potencia pico del panel fotovoltaico en condiciones estándar, HSP es el factor de horas solares pico para el peor mes (obtenido de la Tabla 3.2) y  $F_g$  es el factor global de funcionamiento.

La determinación de cuántos paneles en serie y en paralelo se necesitan del total se la realiza con (3.4) y (3.5)

$$N_{serie} = \frac{V_{pv}}{V_{pv_{nom}}} = \frac{70}{35} = 2 \text{ paneles} \quad (3.4)$$

El voltaje  $V_{pv}$  se lo obtiene despejándolo de (2.25) y tomando en consideración un factor de modulación  $D = 0.3$  y  $n = 2$  [12].  $V_{pv_{nom}}$  es el voltaje nominal de salida de cada módulo fotovoltaico en condiciones estándar.

El número de paneles en paralelo  $N_p$  lo obtenemos mediante (3.5).

$$N_p = \frac{N_{total}}{N_s} = \frac{14}{2} = 7 \text{ paneles} \quad (3.5)$$

Por lo tanto se forma un arreglo de módulos fotovoltaicos con 7 ramales conectados en paralelo, con 2 paneles conectados en serie por cada ramal lo que da un total de 14 paneles fotovoltaicos.

La potencia total entregada por el arreglo fotovoltaico será:

$$P_{pv} = N_{total} \cdot 175W = 2450 \text{ W.}$$

Se asume que el consumo de potencia de los convertidores es mínimo, por lo tanto, aproximadamente toda la potencia generada por el arreglo fotovoltaico es entregada a la carga, es decir,  $P_{pv} \approx P_o$ . Donde  $P_o$  es la potencia en la carga.

### **3.2.3 Valores máximo y mínimo de salida de los módulos fotovoltaicos.**

Los módulos fotovoltaicos tendrán un voltaje de salida variable dependiendo de la temperatura. Es necesario tener en consideración estos valores ya que limitarán el rango del factor de modulación  $D$  del convertidor DC-DC elevador aislado.

Dado que los paneles se ubicarán en el cantón Santa Rosa de la provincia de El Oro, los valores temperatura varían según [15]

entre 22.2 y 33.4°C, se elige un margen de variación de temperatura para los módulos de 7°C, por lo tanto se tomará como temperatura mínima 15°C y máxima 40°C.

El valor de voltaje del módulo fotovoltaico cuando la temperatura es mínima se calcula con (3.6) y cuando la temperatura es máxima con (3.7). Donde  $n_c$  es el número de celdas fotovoltaicas por rama, que según la hoja de especificaciones del panel es 72 celdas por cada módulo; como se tienen 2 módulos por rama, da un total de 144 celdas.

Se calcula  $V_{OC_{max}}$  y  $V_{OC_{min}}$  que son el voltaje de circuito abierto en condiciones estándar, máximo y mínimo respectivamente.

$$\begin{aligned}
 V_{OC_{max}} &= -2.3 \times 10^{-3} \cdot n_c (T_{min} - T_{STC}) + V_{OC_{STC}} \\
 &= -2.3 \times 10^{-3} \cdot 144 (15 - 25) + 88.8 \\
 &= 92 \text{ V}
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

$$\begin{aligned}
 V_{OC_{min}} &= -2.3 \times 10^{-3} \cdot n_c (T_{max} - T_{STC}) + V_{OC_{STC}} \\
 &= -2.3 \times 10^{-3} \cdot 144 (40 - 25) + 88.8 \\
 &= 84 \text{ V}
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

$T_{STC}$  es la temperatura del panel en condiciones estándar, igual a  $25^{\circ}\text{C}$ .

$V_{OC_{STC}}$  es el voltaje de circuito abierto en condiciones estándar, para cada módulo es de  $44.4\text{V}$ , como se tiene 2 en serie el total es  $88.8\text{V}$ .

En [14] se calculan los voltajes del PV máximo y mínimo que deberá manejar el convertidor DC-DC elevador aislado mediante (3.8) y (3.9).

$$V_{pv_{max}} = V_{OC_{max}} = 92 \text{ V} \quad (3.8)$$

$$V_{pv_{min}} = \frac{V_{max_{STC}}}{V_{OC_{STC}}} \cdot V_{OC_{min}} \cdot 0.9 \quad (3.9)$$

$$V_{pv_{min}} = \frac{70}{88.8} \cdot 84 \cdot 0.9 = 57 \text{ V}$$

Donde  $V_{max_{STC}}$  es el voltaje a la máxima potencia en condiciones estándar, según la hoja de especificaciones es  $35\text{V}$  por panel, como son 2 se tiene  $70\text{V}$ .

Luego del análisis realizado se tomará en cuenta que el voltaje de entrada del convertidor DC-DC elevador aislado tendrá variaciones

entre 57V y 92V, esto es:  $57V < V_{pv} < 72V$ . El valor nominal del voltaje de salida del arreglo fotovoltaico es  $V_{pv} = 70 V$ .

### 3.3 Dimensionamiento de las baterías

En cuanto a las baterías se utilizarán las baterías de plomo ácido ENERSOL con una tensión nominal de 12V, una Capacidad de 250Ah y una profundidad de descarga del 20%.

El cálculo de la cantidad de baterías necesarias se lo realiza con (2.12) a (2.16). El voltaje de la batería a usar en las ecuaciones será  $V_{bat} = 144V$  que constituye el voltaje de entrada del convertidor DC-DC elevador no aislado, conectado a las baterías con la finalidad de tener un factor de modulación  $D$  de alrededor de 0.3 , que se lo obtiene al conectar en serie 12 baterías de 12V cada una.

$$C_{nd}(Wh) = \frac{8091}{0.2 \times 1} = 40455 Wh \quad C_{ne}(Wh) = \frac{8091 \times 4}{0.7 \times 1} = 46234.2 Wh$$

$$C_{nd}(Ah) = \frac{40455}{144} = 280.9 Ah \quad C_{ne}(Ah) = \frac{46234.28}{144} = 321.1 Ah$$

Después de realizar los cálculos respectivos se escoge la capacidad de mayor valor de Ah obtenida, en este caso es la de 321.1Ah. Por lo tanto para determinar la cantidad de baterías en paralelo a emplearse se utiliza (2.16).

$$N_{bp} = \frac{321.1}{250} = 1.28 \approx 1$$

Donde se determina que se utilizará un único ramal de 12 baterías conectadas en serie.

### 3.4 Diseño del convertidor DC-DC elevador aislado

Se definen las variables a utilizar a lo largo del diseño del convertidor DC-DC elevador aislado mediante la Fig. 3.2.

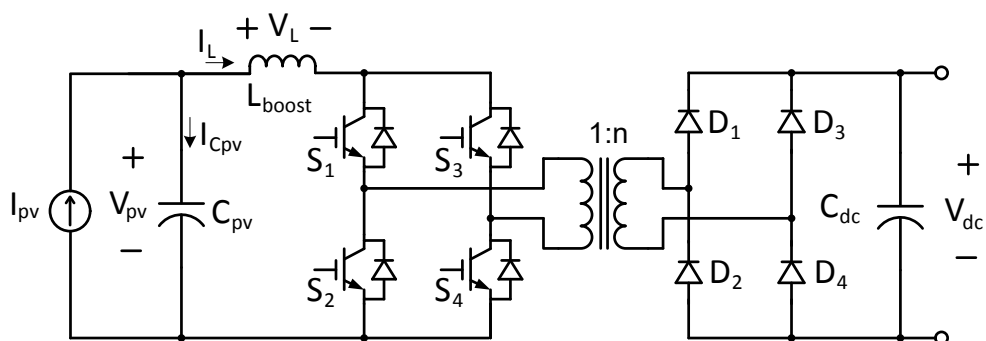


Fig. 3.2. Esquema del convertidor DC-DC elevador aislado en el cual se definen las variables a utilizar en el diseño.

En la entrada del convertidor se conecta el arreglo fotovoltaico que en la Fig. 3.2 se representa con una fuente de corriente continua de magnitud  $I_{pv}$ .



### 3.4.1 Relación de vueltas 1:n del transformador de alta frecuencia

En la fig. 3.3 se ha graficado  $\frac{V_{dc}}{V_{pv}}$  vs.  $D$  (línea azul) para  $n=1$  y se observa que existe una relación no lineal. Según [12] es difícil alcanzar relaciones  $\frac{V_{dc}}{V_{pv}}$  elevadas por lo tanto se selecciona un punto de trabajo  $D = 0.3$  y se despeja  $n$  de (2.25).

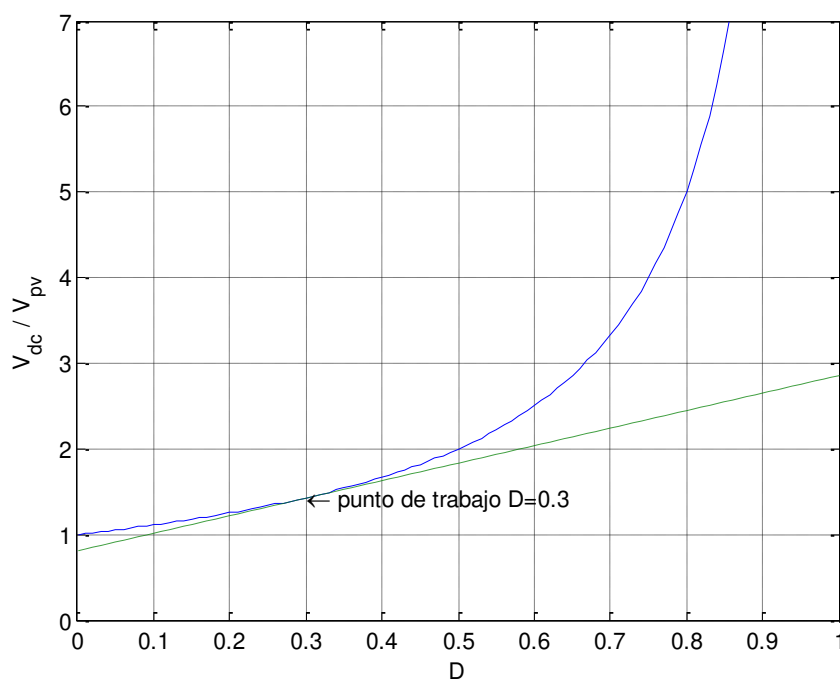


Fig. 3.3. Línea azul.- Relación de voltaje salida a voltaje de entrada del convertidor DC-DC elevador aislado vs.  $D$  para  $n=1$ . Línea verde segmentada.- Linealización alrededor del punto de trabajo.

Con lo que se tiene:

$$n = \frac{V_{dc}}{V_{pv}} (1 - D) \quad (3.10)$$

Los valores de voltaje de entrada y salida del convertidor fueron especificados en la sección anterior, estos son:  $V_{dc} = 200 \text{ V}$ ,  $V_{pv} = 70 \text{ V}$ . Reemplazando en (3.10) se encuentra que  $n = 2$

### 3.4.2 Dimensionamiento del Inductor $L_{boost}$

De forma general, el voltaje  $V_L$  en el inductor se define mediante (3.11).

$$v_L(t) = L_{boost} \cdot \frac{\partial i_L(t)}{\partial t} \quad (3.11)$$

En valores promedio, (3.11) puede ser escrita como (3.12).

$$V_L = L_{boost} \cdot \frac{\Delta I_L}{\Delta t} \quad (3.12)$$

Donde  $\Delta I_L$  es la corriente de rizado pico a pico a través del inductor. Las formas de onda de voltaje y corriente en el inductor se pueden observar en la Fig. 2.10.

Despejando la corriente pico a pico en el inductor y reemplazando  $\Delta t$  por el intervalo correspondiente  $DT_s$  según la Fig. 2.10, se tiene (3.13)

$$V_L = L_{boost} \frac{\Delta I_L}{DT_s} = V_i \quad (3.13)$$

Haciendo  $V_i = V_{pv}$  en (2.25) y reemplazando en (3.13) se tiene:

$$L_{boost} \frac{\Delta I_L}{DT_s} = \frac{1-D}{n} V_{dc}$$

$$L_{boost} = \frac{(1-D)D \cdot V_{dc} \cdot T_s}{n \Delta I_L} \quad (3.14)$$

Donde  $\Delta I_L$  es el máximo rizado pico-pico permitido en la corriente en el inductor, la cual debe menor o igual al 10% de la corriente promedio a través del inductor.

Debido que la corriente promedio en el inductor es la corriente entregada por el arreglo fotovoltaico, se tiene que  $\Delta I_L = 0.1 I_{pv}$ .

Despejando  $D$  de (2.25) se tiene:

$$D = 1 - n \frac{V_{pv}}{V_{dc}} \quad (3.15)$$

Reemplazando (3.15) en (3.14) se tiene el valor del inductor  $L_{boost}$  en función del voltaje de entrada del convertidor  $V_{pv}$ .

$$L_{boost} = \frac{V_{pv}(V_{dc} - n V_{pv})T_s}{V_{dc} \Delta I_L} \quad (3.16)$$

En la Fig. 3.4 se presenta la gráfica de (3.16) donde se muestra

$L_{boost}$  vs.  $V_{pv}$  con los siguientes valores:

$$V_{dc} = 200 \text{ V}$$

$$n = 2$$

$$f_s = 20 \text{ KHz} \Rightarrow T_s = \frac{1}{f_s} = 50 \mu\text{s}$$

$$I_{pv} = 35 \text{ A} \Rightarrow \Delta I_L = 0.1 I_{pv} = 3.5 \text{ A}$$

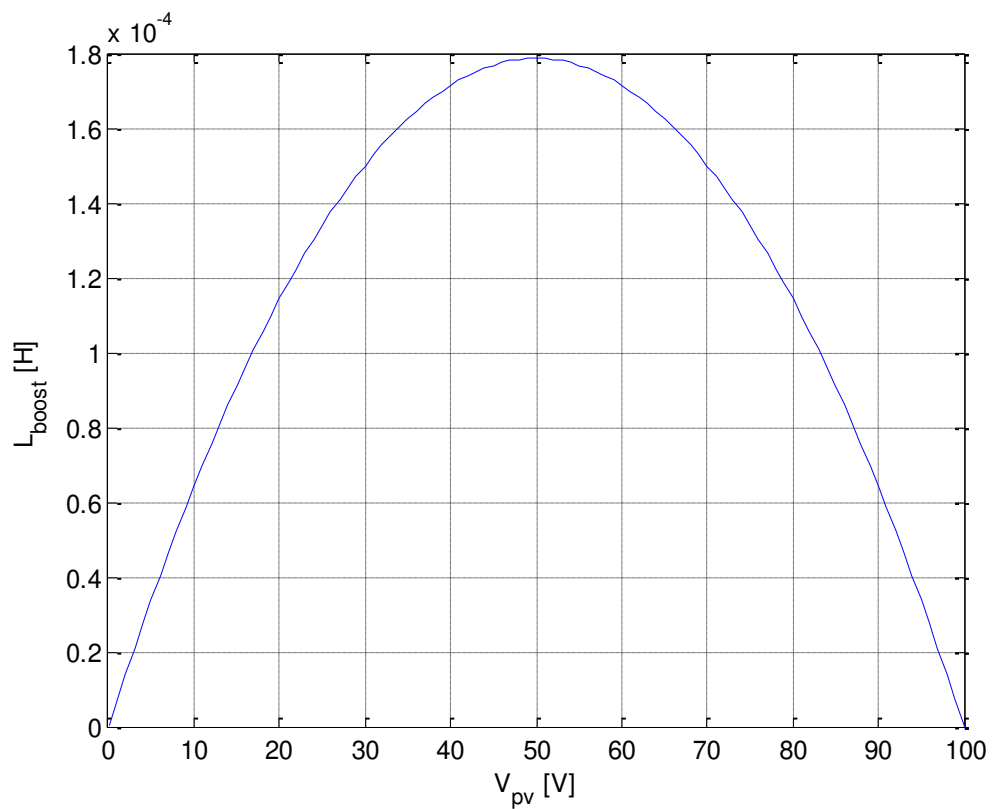


Fig. 3.4. Valor del inductor  $L_{boost}$  en función del voltaje de entrada del convertidor DC-DC elevador aislado  $V_{pv}$ .

Ya que el voltaje de entrada del convertidor ( $V_{pv}$ ) es el voltaje de salida del arreglo fotovoltaico y por lo tanto estará cambiando dependiendo de la temperatura, se debe seleccionar el máximo inductor que mantenga el rizado de corriente seleccionado aún en las peores condiciones. Este valor se lo obtiene derivando (3.16) con respecto a  $V_{pv}$  e igualando a cero, de lo cual se obtiene lo siguiente:

$$\frac{\partial L_{boost}}{\partial V_{pv}} = 0 \Rightarrow V_{pv} = \frac{V_{dc}}{2n} \quad (3.17)$$

Reemplazando el valor de  $V_{pv}$  que se obtuvo en (3.17) y reemplazando en (3.16) se obtiene el máximo valor de  $L_{boost}$ .

$$L_{boost} = \frac{V_{dc} T_s}{4n (0.1) \cdot I_{pv}} = 357.1 \mu H \quad (3.18)$$

Se realiza la simulación del convertidor DC-DC elevador aislado con el valor de  $L_{boost}$  de (3.18) y se verifica que:  $\Delta I_L < 10\% I_{pv}$ . La gráfica que resulta de la simulación se presenta en la Fig. 3.5.

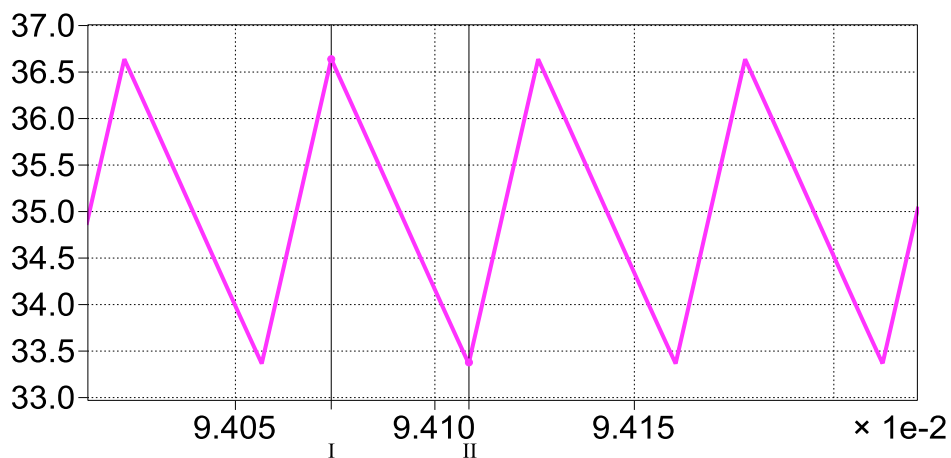


Fig. 3.5. Corriente a través del inductor  $L_{boost}$  y valor de la corriente de rizado pico – pico.

De la Tabla 3.3 se observa que el rizado pico-pico de la corriente a través del inductor del convertidor DC-DC elevador aislado es aproximadamente 3.26A, valor que corresponde al 9.3% de la corriente  $I_{pv}$  y por lo tanto se ha cumplido con el requerimiento de diseño propuesto

Tabla 3.3. Valores de corriente en el inductor  $L_{boost}$

Nombre	Cursor 1	Cursor 2	Delta
Tiempo	$9.4074 \times 10^{-2}$ s	$9.4109 \times 10^{-2}$ s	$3.45 \times 10^{-5}$ s
Corriente del Inductor $L_{boost}$	36.64 A	33.38 A	3.26 A

### 3.4.3 Dimensionamiento del Capacitor $C_{pv}$

Para encontrar el valor de capacitancia del capacitor  $C_{pv}$  que se encuentra a la entrada del convertidor DC-DC elevador aislado de la Fig. 3.2 se utilizará un método gráfico.

De forma general, la corriente a través del capacitor es:

$$i_{C_{pv}}(t) = C_{pv} \cdot \frac{\partial v_{C_{pv}}(t)}{\partial t} \quad (3.19)$$

Despejando  $v_{C_{pv}}(t)$  se tiene:

$$v_{C_{pv}}(t) = \frac{1}{C_{pv}} \cdot \int_{t_0}^{t_f} i_{C_{pv}}(t) \cdot \partial t \quad (3.20)$$

En promedio  $v_{C_{pv}}(t) = \Delta V_{pv}$  y la integral de la corriente  $i_{C_{pv}}(t)$  es el área bajo la curva de la corriente a través del inductor  $L_{boost}$  como se muestra en la Fig. 3.6.

La corriente que circula a través del inductor  $L_{boost}$  tiene una componente DC (la cual es entregada por el arreglo fotovoltaico) y una componente alterna de alta frecuencia (la cual es entregada por el capacitor  $C_{pv}$ ), por este motivo se utiliza el área bajo la curva

de la corriente del inductor  $L_{boost}$  (la componente alterna) para calcular el valor de  $C_{pv}$ .

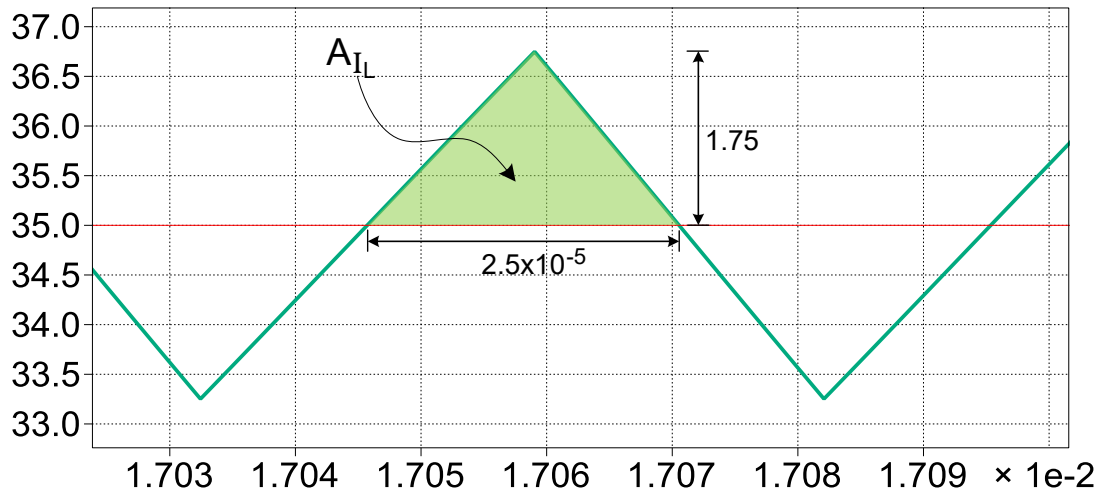


Fig. 3.6. Área bajo la curva de corriente a través del inductor  $L_{boost}$

La forma de onda de la corriente de la Fig. 3.6 se la obtuvo para las peores condiciones, es decir, donde se obtiene la mayor corriente de rizado pico-pico en el inductor  $L_{boost}$ . Por lo tanto:

$$\Delta V_{pv} = \frac{1}{C_{pv}} \cdot A_{IL} \quad (3.21)$$

Despejando  $C_{pv}$  de (3.21) se tiene:

$$C_{pv} = \frac{1}{\Delta V_{pv}} \cdot A_{IL} \quad (3.22)$$



Donde  $\Delta V_{pv}$  es el voltaje de rizado pico a pico del capacitor  $C_{pv}$  el cual debe ser menor o igual al 1% de  $V_{pv}$ , por lo tanto se reemplaza  $\Delta V_{pv} = 0.01 V_{pv}$  en (3.22) y de la Fig. 3.6 se calcula el valor del área sombreada. Obteniendo de esta manera el valor del capacitor  $C_{pv}$ .

$$C_{pv} = \frac{1}{0.01 V_{pv}} \cdot A_{IL} = \frac{1}{0.01 (70)} \cdot \frac{(2.5 \times 10^{-5})(1.75)}{2} \quad (3.23)$$

$$C_{pv} = 31.25 \mu F$$

Se reemplaza este valor en la simulación del convertidor DC-DC elevador aislado y se verifica que el rizado del voltaje  $V_{pv}$  sea menor o igual al 1% de  $V_{pv}$ .

En la Fig. 3.7 se observa el rizado pico-pico del voltaje a través del capacitor  $C_{pv}$  del convertidor DC-DC elevador aislado, las medidas de los cursores I y II que aparecen en la gráfica se muestran en la Tabla 3.4.

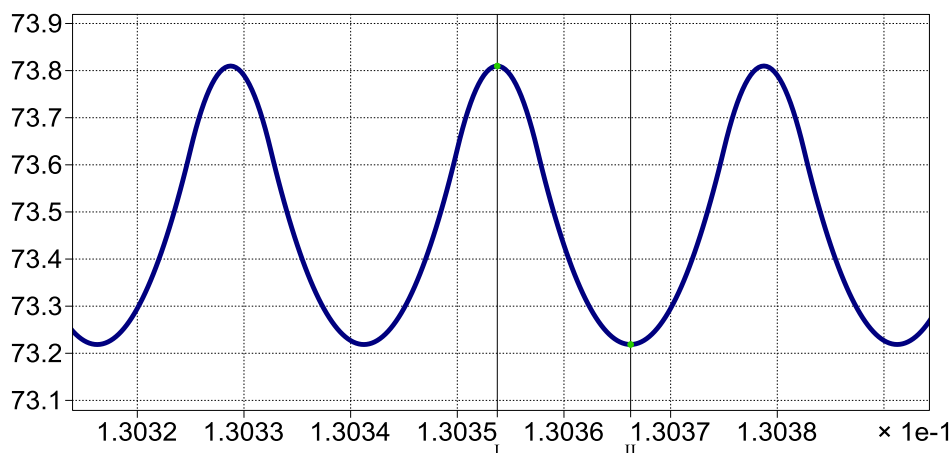


Fig. 3.7. Voltaje a través del capacitor  $C_{pv}$ .

El valor del rizado pico-pico del voltaje a través del capacitor  $C_{pv}$  es aproximadamente 0.6V como se muestra en la Tabla 3.4, valor que corresponde al 0.85% del voltaje  $V_{pv}$  y por lo tanto se ha cumplido con el requerimiento de diseño propuesto.

Tabla 3.4 Valores de voltaje en el capacitor  $C_{pv}$

Nombre	Cursor 1	Cursor 2	Delta
Tiempo	0.130353 s	0.130366 s	$1.25 \times 10^{-5}$ s
Voltaje del Capacitor $C_{pv}$	73.81 V	73.22 V	0.59 V

### 3.5 Diseño del convertidor DC-DC elevador no aislado

En esta sección se procederá con el diseño del convertidor DC-DC elevador no aislado que servirá de interfaz entre la batería y el enlace

DC. En la Fig. 3.8 se presentan las variables a utilizarse para el diseño del convertidor.

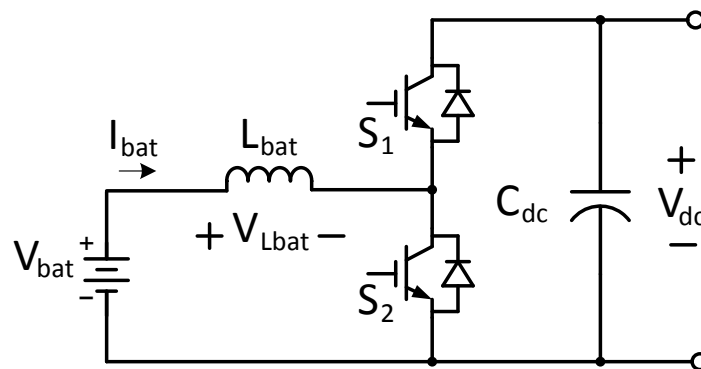


Fig. 3.8. Convertidor DC-DC elevador no aislado que conecta la batería con el enlace DC del sistema fotovoltaico.

Para el dimensionamiento se tomará en consideración los valores establecidos previamente, esto es:  $V_{bat} = 144V$  y  $V_{dc} = 200V$ .

### 3.5.1 Dimensionamiento del inductor $L_{bat}$

De forma general, el voltaje a través del inductor  $L_{bat}$  se define según (3.24).

$$v_{Lbat}(t) = L_{bat} \cdot \frac{\partial i_{bat}(t)}{\partial t} \quad (3.24)$$

En promedio (3.24) se puede reescribir como (3.25)

$$V_{Lbat} = L_{bat} \cdot \frac{\Delta I_{bat}}{\Delta t} \quad (3.25)$$

De la Fig. 2.7 haciendo  $T = T_s$ , se considera el intervalo de tiempo  $DT_s$ . Despejando  $V_S = V_{bat}$  en (2.24) se obtiene:

$$V_{Lbat} = L_{bat} \cdot \frac{\Delta I_{bat}}{DT_s} = V_{bat} = (1 - D)V_{dc} \quad (3.26)$$

Despejando  $L_{bat}$  se tiene una ecuación para encontrar el valor inductancia en función de  $D$ .

$$L_{bat} = \frac{D(1 - D)V_{dc}T_s}{\Delta I_{bat}} \quad (3.27)$$

Se deriva (3.26) con respecto a  $D$  y se iguala a cero para encontrar el máximo valor de  $L_{bat}$ , se obtiene:

$$\frac{\partial L_{bat}}{\partial D} = 0 \Rightarrow D = \frac{1}{2} \quad (3.28)$$

Reemplazando (3.28) en (3.27) se obtiene una ecuación final para el cálculo del valor de  $L_{bat}$ .

$$L_{bat} = \frac{V_{dc}T_s}{4 \Delta I_{bat}} \quad (3.29)$$

Se debe tomar en cuenta para el dimensionamiento que la corriente de rizado pico-pico  $\Delta I_{bat}$  debe ser menor al 10% de  $I_{bat}$ , en el peor de los casos:  $\Delta I_{bat} = 0.1 I_{bat}$ .

$I_{bat}$  puede ser calculada según lo siguiente.

$$I_{bat} = \frac{P_{bat}}{V_{bat}} \quad (3.30)$$

La potencia entregada por el arreglo de baterías  $P_{bat}$  es igual a la potencia entregada por el arreglo fotovoltaico esto es  $P_{bat} = 2450W$ .

Reemplazando estos valores en (3.29) se tiene:

$$L_{bat} = \frac{V_{dc} T_s}{4 (0.1) I_{bat}} = 1.47 \text{ mH} \quad (3.31)$$

Se ingresa el valor encontrado en la simulación y se verifica que el rizado de la corriente a través del inductor  $L_{bat}$  sea menor al 10% de la corriente entregada por la batería. En la Fig. 3.9 se muestra el rizado de corriente pico-pico a través del inductor  $L_{bat}$ .

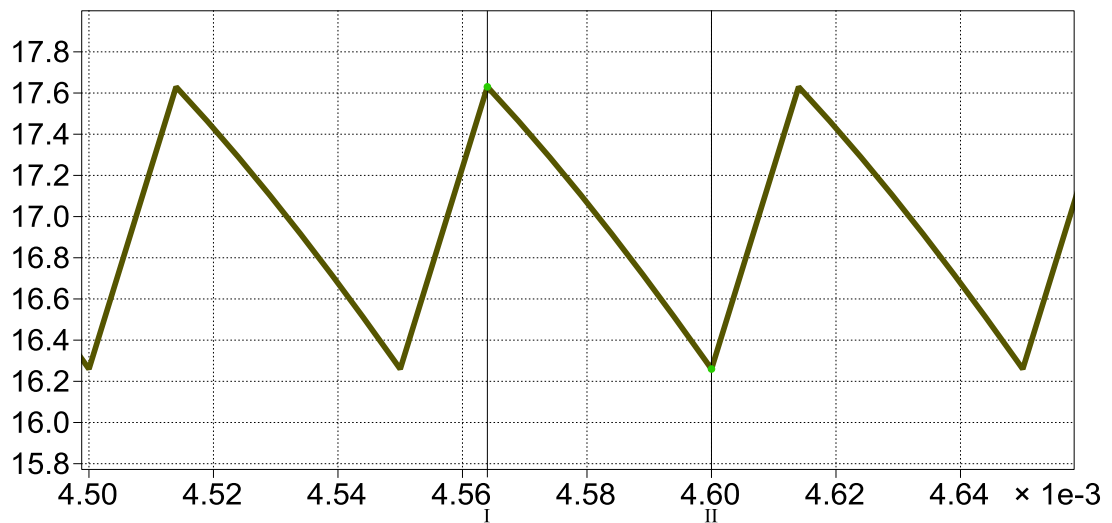


Fig. 3.9. Corriente de rizado pico-pico del inductor  $L_{bat}$ .

La corriente entregada por la batería es 17.01A y de la Tabla 3.5 se tiene que la corriente de rizado pico-pico es 1.37A, que corresponde al 8.05% de la corriente entregada por la batería, por lo tanto se ha cumplido con los requerimientos del diseño.

Tabla 3.5. Valores de la corriente de rizado pico-pico del inductor  $L_{bat}$

Nombre	Cursor 1	Cursor 2	Delta
Tiempo	0.004564 s	0.004599 s	$3.6 \times 10^{-5}$ s
Corriente del Inductor $L_{bat}$	17.63 A	16.26 A	1.37 A

### 3.6 Diseño del convertidor DC-AC monofásico

Para el diseño del convertidor DC-AC monofásico o inversor, se define en la Fig. 3.10 las variables a utilizar en el dimensionamiento de los componentes del circuito.

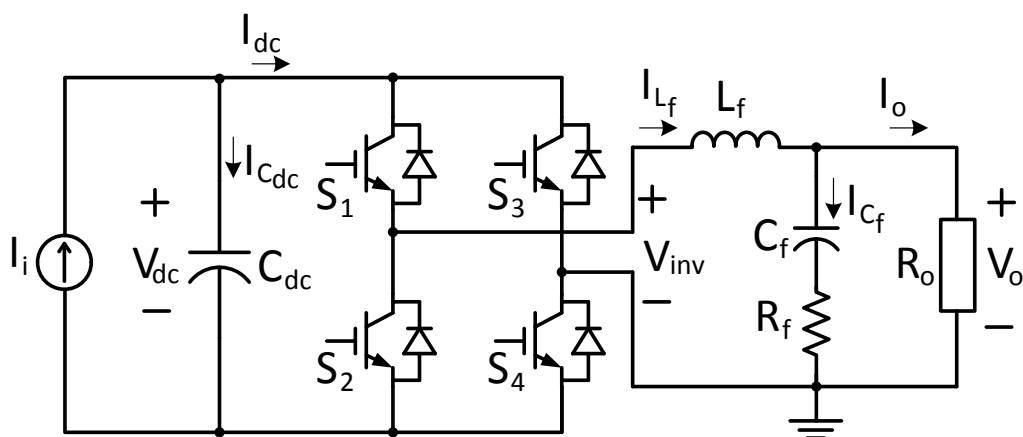


Fig. 3.10. Convertidor DC-AC monofásico con filtro LC de salida.

El inversor es el encargado de convertir el voltaje del enlace DC en un voltaje alterno de amplitud  $120V_{rms}$  y frecuencia 60Hz que alimentará la carga.

#### 3.6.1 Dimensionamiento del capacitor $C_{dc}$

El dimensionamiento del capacitor  $C_{dc}$  se realizará de manera gráfica con la ayuda de las formas de onda de la corriente de entrada del inversor obtenidas de las simulaciones en Simulink.

La corriente de entrada del inversor se muestra en la Fig. 3.11 (gráfica color verde), esta es una corriente pulsante de frecuencia igual a la frecuencia de conmutación de los IGBT esto es  $f_s = 20 \text{ KHz}$ . La gráfica de color rojo es un promedio de la corriente de entrada del inversor, es de forma sinusoidal y tiene una frecuencia del doble que la frecuencia de la corriente en la salida del inversor, es decir 120Hz. La gráfica de color azul es la componente DC de la gráfica de color rojo.

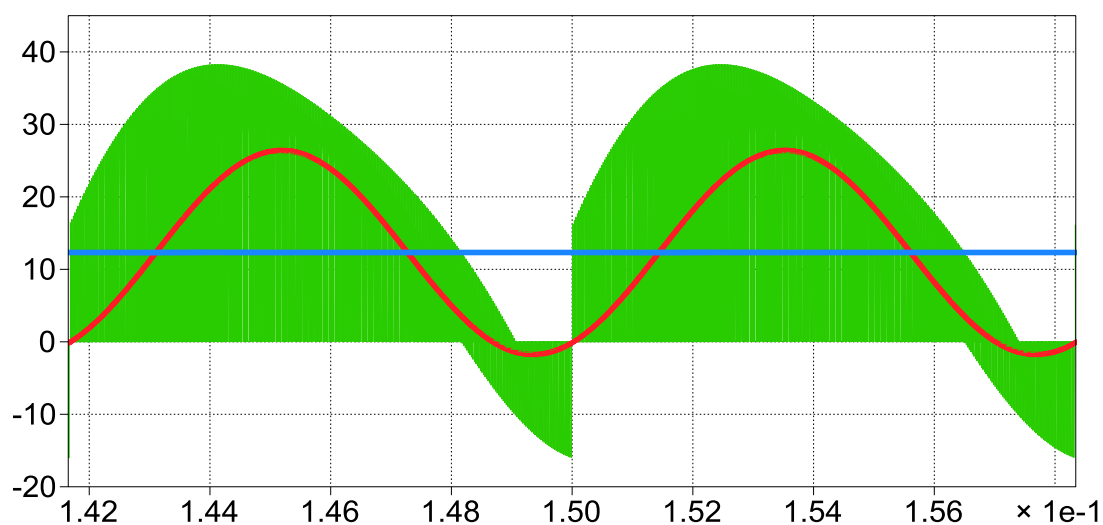


Fig. 3.11. Corriente de entrada del convertidor DC-AC monofásico

El capacitor  $C_{dc}$  es el que deberá proveer la componente de alta frecuencia de la corriente de entrada del inversor, por lo tanto para calcular el valor del capacitor  $C_{dc}$  se utilizará esta corriente.



De forma general, la corriente a través del capacitor  $C_{dc}$  está dada por:

$$i_{C_{dc}}(t) = C_{dc} \cdot \frac{\partial v_{C_{dc}}(t)}{\partial t} \quad (3.32)$$

Despejando  $v_{C_{dc}}(t)$  se tiene:

$$V_{C_{dc}} = \frac{1}{C_{dc}} \int_{t_0}^{t_f} i_{C_{dc}} dt \quad (3.33)$$

La integral de la corriente del capacitor es el área bajo la curva, para calcular esta área se hará una aproximación ya que en promedio, la corriente a través del capacitor tendrá una forma sinusoidal como se muestra en la gráfica color rojo de la Fig. 3.11.

Como requerimiento de diseño se debe tener en cuenta que el rizado pico-pico del voltaje en el capacitor debe ser máximo el 1% de  $V_{dc}$ . Con lo que se tiene:

$$0.01V_{dc} = \frac{1}{C_{dc}} \int_{0.068109}^{0.072278} 14.1059 \sin(2\pi \cdot 120 t - 1.43973 \times 10^{-3} \cdot 2\pi \cdot 120) dt \quad (3.34)$$

$$0.01(200) = \frac{1}{C_{dc}} 0.0374169$$

$$C_{dc} = 18700 [\mu F]$$

Se ingresa el valor de  $C_{dc}$  en la simulación y se verifica que el voltaje de rizado pico-pico del capacitor  $\Delta V_{dc} \leq 1\% V_{dc}$ .

En la Fig. 3.12 se observa el rizado pico-pico del voltaje  $V_{dc}$ . Los cursores I y II son los puntos de referencia para la medición.

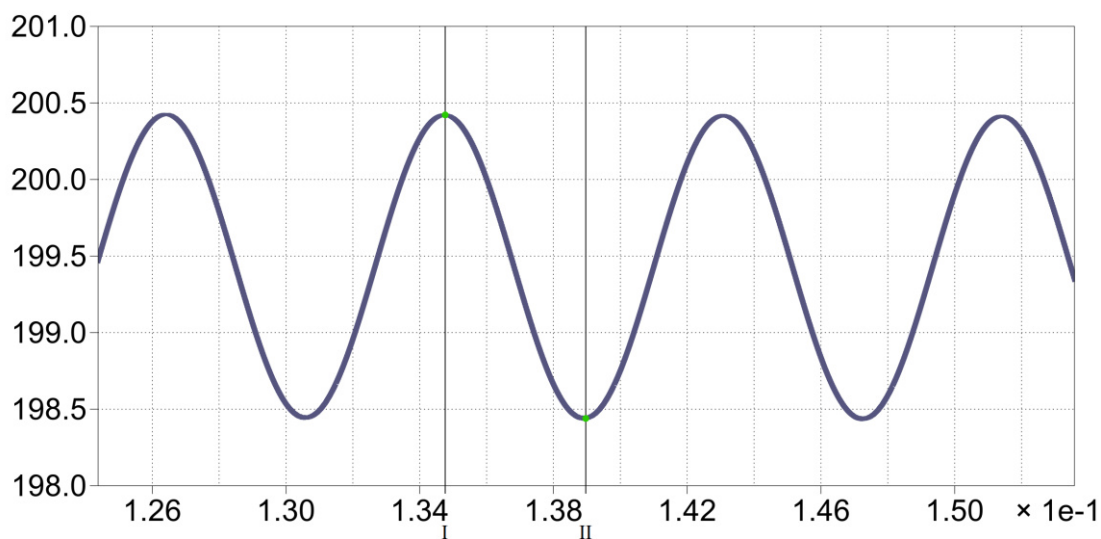


Fig. 3.12. Rizado pico-pico del voltaje del capacitor  $C_{dc}$

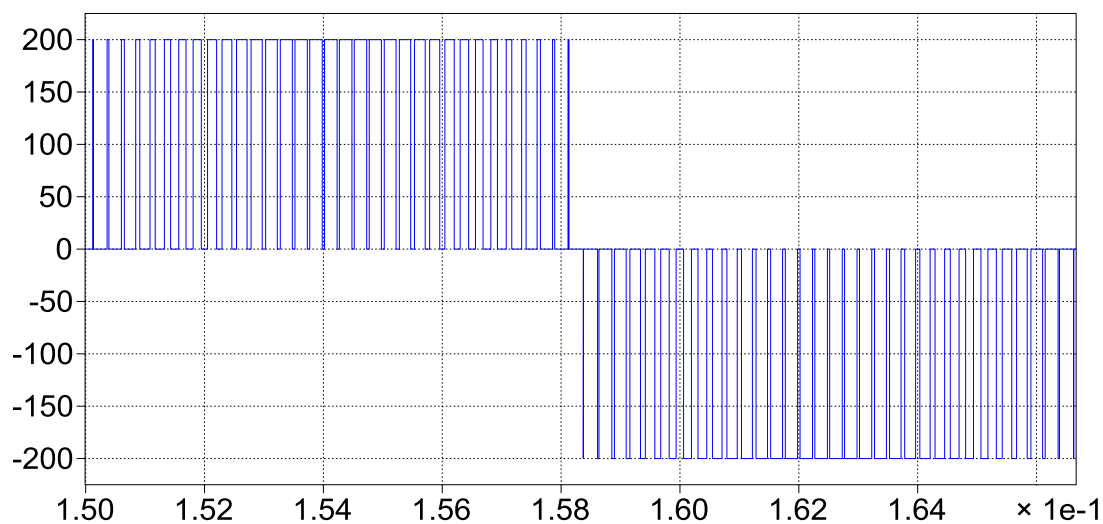
En la Tabla 3.6 se observa que el rizado pico-pico del voltaje del capacitor  $C_{dc}$  es 1.98V, lo que corresponde alrededor de 1% de  $V_{dc}$ . Por lo tanto el valor del capacitor  $C_{dc}$  satisface los requerimientos de diseño propuestos.

Tabla 3.6 Valores del voltaje de rizado pico-pico del capacitor  $C_{dc}$ 

Nombre	Cursor 1	Cursor 2	Delta
Tiempo	0.134722 s	0.138945 s	0.004223 s
Voltaje del capacitor $C_{dc}$	200.42 V	198.44 V	1.98 V

### 3.6.2 Dimensionamiento del filtro LC de salida

El voltaje de salida del inversor  $V_{inv}$  que se muestra en la Fig. 3.13, es un voltaje pulsante que varía entre  $+V_{dc}$ , 0 y  $-V_{dc}$ . Debido que la técnica de conmutación aplicada a los IGBTs es la modulación SPWM unipolar, la frecuencia de  $V_{inv}$  es dos veces la frecuencia de conmutación de los IGBTs.

Fig. 3.13. Voltaje de salida del inversor  $V_{inv}$

Además, este voltaje tiene una componente sinusoidal de 60Hz. La finalidad del filtro LC a la salida del inversor es eliminar de la componente de alta frecuencia de  $V_{inv}$  y dejar que únicamente la componente de 60Hz llegue a la carga.

### Dimensionamiento del Inductor $L_f$

El inductor  $L_f$  se dimensiona dependiendo del valor de rizado requerido en la corriente en la salida del convertidor.

Se requiere que el rizado en la corriente de salida del convertidor sea menor o igual al 10% de la corriente pico de carga. Esto es:

$$\Delta I_{L_f} \leq 10\% I_o.$$

La corriente pico de carga  $I_o$  es calculada a continuación:

$$\begin{aligned}
 P_o &= V_{orms} I_{orms} \\
 V_{orms} &= \frac{V_o}{\sqrt{2}}, I_{orms} = \frac{I_o}{\sqrt{2}} \\
 P_o &= \frac{V_o}{\sqrt{2}} \frac{I_o}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} V_o I_o \\
 I_o &= \frac{2P_o}{V_o} = \frac{2(2450)}{169.7} = 28.87 \text{ A}
 \end{aligned}
 \tag{3.35}$$

De forma general, el voltaje en el inductor  $L_f$  es:

$$v_{L_f}(t) = L_f \frac{\partial i_{L_f}(t)}{\partial t} \quad (3.36)$$

Despejando  $i_{L_f}(t)$  se tiene:

$$i_{L_f}(t) = \frac{1}{L_f} \int_{t_0}^{t_f} v_{L_f}(t) \cdot \partial t \quad (3.37)$$

La gráfica del voltaje a través del inductor  $L_f$  se muestra en la Fig. 3.14(a). En promedio  $i_{L_f}(t) = \Delta I_{L_f}$  y la integral del voltaje  $v_{L_f}(t)$  es el área bajo la curva del voltaje en el inductor  $L_f$  que se muestra en la Fig. 3.14(c).

Para dimensionar el valor de inductancia de  $L_f$ , se debe hallar la mayor área bajo la curva del voltaje en el inductor  $L_f$ . La mayor área se la localiza visualmente, integrando la señal de voltaje  $V_{L_f}$  como se muestra en la Fig. 3.17(b). En la Fig. 3.17(c) se ha realizado un acercamiento a la gráfica  $V_{L_f}$  para realizar las medidas del área de interés.

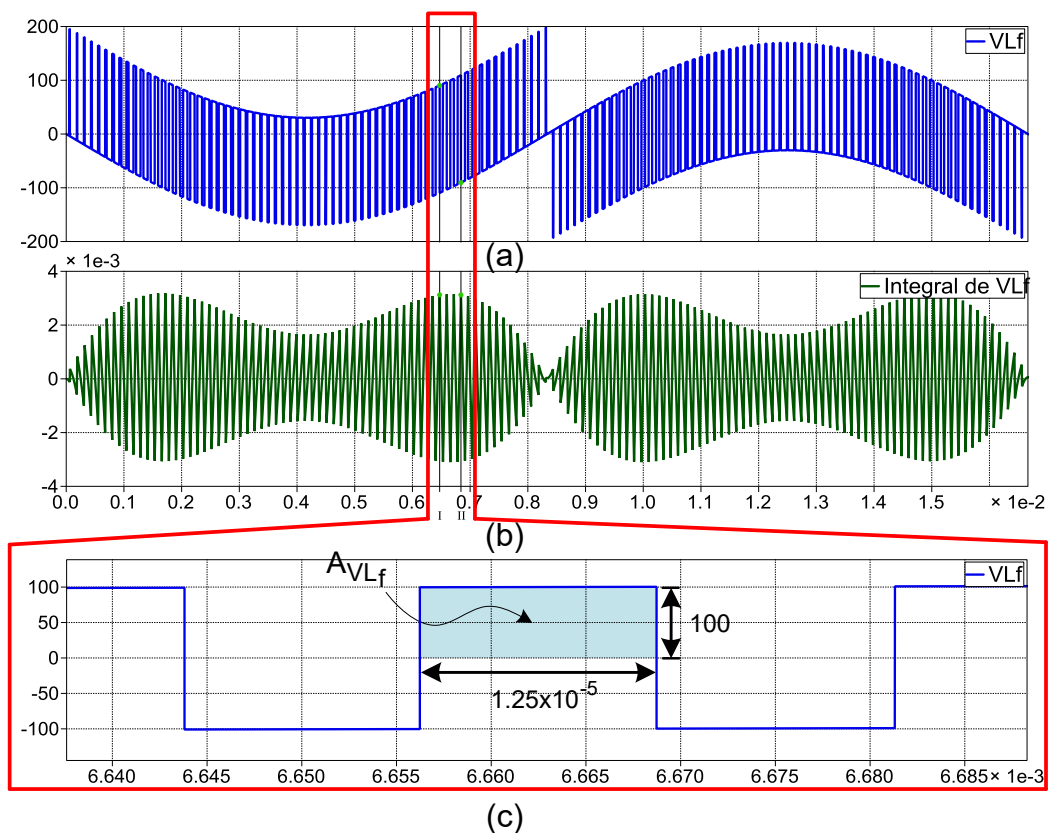


Fig. 3.14. Cálculo del área bajo la curva del voltaje en el inductor  $L_f$ . (a) Voltaje en el inductor  $L_f$ . (b) Integral del voltaje en el inductor  $L_f$ . (c) Acercamiento de  $V_{L_f}$  y medidas del área de interés.

Debido que se ha encontrado los valores para calcular el área de interés, se reescribe (3.37) de la siguiente manera:

$$\Delta I_{L_f} = \frac{1}{L_f} \cdot A_{V_{L_f}} \quad (3.38)$$

Despejando  $L_f$  de (3.38) se tiene:

$$L_f = \frac{1}{\Delta I_{L_f}} \cdot A_{VL_f} \quad (3.39)$$

Donde  $\Delta I_{L_f}$  es la corriente de rizado pico-pico del inductor  $L_f$ , que debe ser menor o igual al 10% de  $I_o$ , por lo tanto se reemplaza  $\Delta I_{L_f} = 0.1I_o$  en (3.39) y de la Fig. 3.17(c) se obtiene el valor del área sombreada. Obteniendo de esta manera el valor del inductor  $L_f$  del filtro LC.

$$L_f = \frac{1}{0.1I_o} \cdot A_{VL_f} = \frac{1}{0.1 (28.87)} \cdot (1.25 \times 10^{-5})(100) \quad (3.40)$$

$$L_f = 433 \mu H$$

En la Fig. 3.15 se observa el rizado corriente  $I_{L_f}$ . Los cursores I y II son los puntos de referencia para la medición.

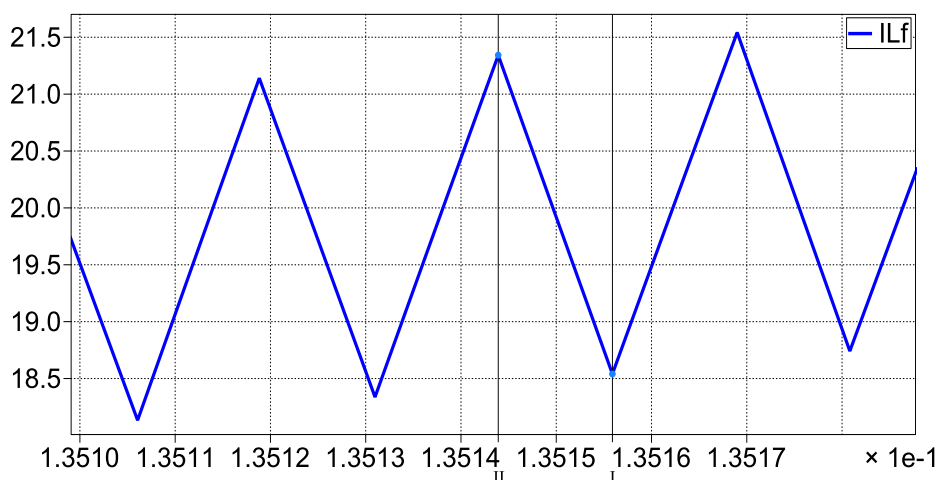


Fig. 3.15. Rizado pico-pico de la corriente a través del inductor  $L_f$

En la Tabla 3.7 se observa que el rizado pico-pico de la corriente  $I_{L_f}$  es 2.80A, lo que corresponde alrededor de 9.7% de  $I_o$ . Por lo tanto el valor del inductor  $L_f$  del filtro LC satisface los requerimientos de diseño propuestos.

Tabla 3.7. Valores de la corriente de rizado pico-pico a través del inductor  $L_f$

Nombre	Cursor 1	Cursor 2	Delta
Tiempo	0.13515 s	0.13514 s	$1.20 \times 10^{-5}$ s
Corriente en el Inductor $L_f$	18.54 A	21.34 A	2.80 A



### Frecuencia de corte

El filtro LC es un filtro pasa bajo cuya frecuencia de corte [15] es

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (3.41)$$

Para seleccionar una frecuencia de corte adecuada, realizamos un una transformada rápida de Fourier (FFT) a la señal de voltaje de salida del inversor ( $V_{inv}$ ) que se muestra en la Fig. 3.13. Con el FFT de  $V_{inv}$  de la Fig. 3.16 se observa que se tiene una componente a 60Hz, la cual se desea que pase hacia la carga, y varias componentes alrededor de 40Khz, las cuales se desean eliminar con el filtro LC.

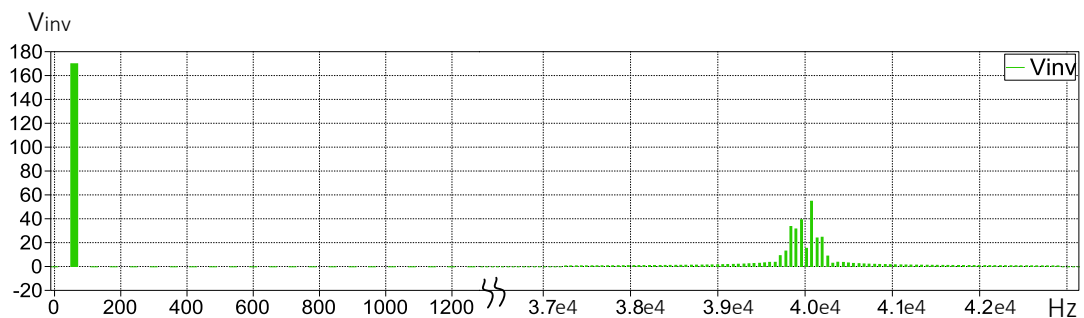


Fig. 3.16. FFT de  $V_{inv}$

Una frecuencia de corte adecuada debe ser alrededor de dos décadas menor que la frecuencia de  $V_{inv}$ . Si se selecciona una

frecuencia de corte baja, el capacitor  $C_f$  tendrá un valor de capacitancia alto, lo cual hace que la dinámica del sistema sea lenta, pero también hará que el rizado del voltaje que le llegue a la carga sea bajo. Al contrario, una frecuencia de corte alta hará que el capacitor  $C_f$  tenga un valor de capacitancia bajo, lo cual hace que la dinámica del sistema sea rápida, pero el rizado del voltaje que le llegue a la carga será mayor.

Se realizó pruebas con  $f_c = 400\text{Hz}$ ,  $f_c = 1000\text{Hz}$  y  $f_c = 1549\text{Hz}$  (valor correspondiente a la media geométrica entre 60Hz y 40KHz). Se consiguió un equilibrio entre la dinámica del sistema y el voltaje de rizado en la carga con el valor de  $f_c = 1000\text{Hz}$ .

### **Dimensionamiento del Capacitor $C_f$ .**

Se reemplaza en (3.41) los valores  $L_f$  y  $f_c$  encontrados y se despeja  $C_f$ , con lo que se tiene:

$$C_f = \frac{1}{4\pi^2 f_c^2 L_f} = 58.5 \mu F \quad (3.42)$$

### **Dimensionamiento del Resistor $R_f$ .**

El resistor  $R_f$  representa la Resistencia Serie Equivalente (ESR) del filtro LC, este resistor es agregado al filtro LC para tener un modelo más real, ya que en la práctica los inductores y capacitores tienen su respectiva ESR.

El cálculo de  $R_f$  se lo realiza con la relación del rizado del voltaje en la carga sobre el rizado de corriente de salida del inversor, como se muestra en (3.43). Ambos valores fueron determinados gráficamente con la ayuda de Simulink.

$$R_f = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_{L_f}} = \frac{0.177}{1.39} = 0.13 \Omega \quad (3.43)$$

Se ingresa en la simulación los valores de  $L_f$  y  $C_f$  encontrados y se verifica que el filtro LC funcione correctamente.

En la Fig. 3.17 se presenta la gráfica del voltaje en la salida del inversor ( $V_{inv}$ ), el voltaje ( $V_o$ ) y la corriente en la carga ( $I_o$ ) luego de pasar por el filtro LC. Se observa que  $V_o$  e  $I_o$  son ondas sinusoidales a 60Hz, con lo que se verifica el correcto funcionamiento del filtro LC.

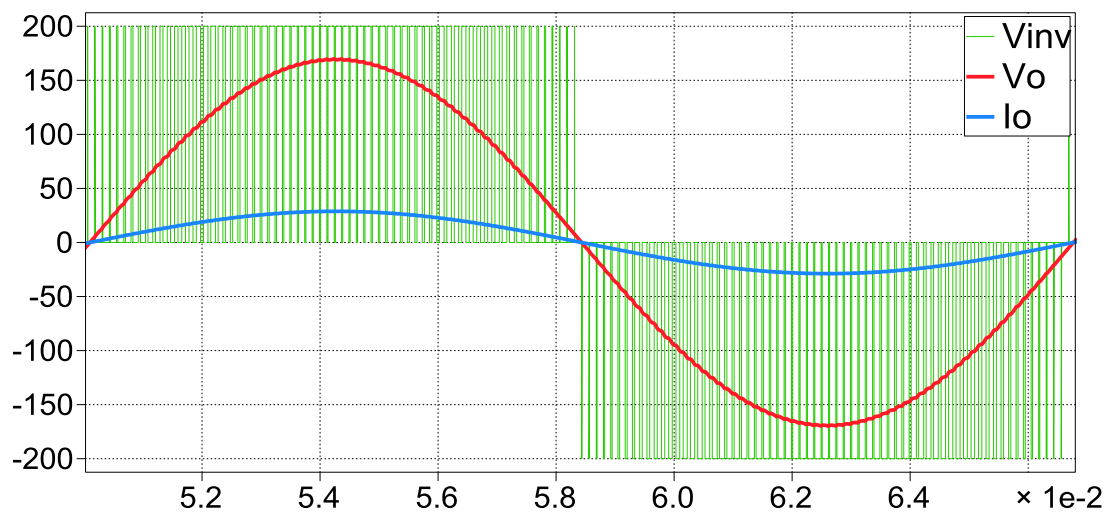


Fig. 3.17. Voltaje de salida del inversor  $V_{inv}$ . Voltaje en la carga  $V_o$ . Corriente en la carga

$I_o$

Después de realizar el dimensionamiento de todos los elementos del sistema fotovoltaico se obtuvieron los siguientes valores que se resumen en la Tabla 3.8.

Tabla 3.8. Valores numéricos de los elementos del sistema.

Componente	Nomenclatura	Valor numérico
<b>Carga</b>	$V_{o_{rms}}$	120 V
	$I_{o_{rms}}$	20.4 A
	$P_o$	2450 W
	$R_o$	5.88 $\Omega$
	$f_o$	60 Hz
<b>Convertidores</b>	$f_s$	20 KHz
<b>Enlace DC</b>	$V_{dc}$	200 V
<b>Módulo Fotovoltaico</b>	$V_{pv}$	70 V
	$I_{pv}$	35 A
<b>Banco de baterías</b>	$V_{bat}$	144 V
<b>Conv. DC-DC elevador aislado</b>	$n$	2
	$L_{boost}$	357.1 $\mu$ H
	$C_{pv}$	31.25 $\mu$ F
<b>Conv. DC-DC elevador no aislado</b>	$L_{bat}$	1.47 mH
<b>Conv. DC-AC monofásico</b>	$C_{dc}$	18700 $\mu$ F
<b>Filtro LC de salida</b>	$f_c$	1 KHz
	$L_f$	433 $\mu$ H
	$C_f$	58.5 $\mu$ F
	$R_f$	0.13 $\Omega$

## **CAPÍTULO 4**

### **DISEÑO DE LOS CONTROLADORES DEL SISTEMA FOTOVOLTAICO**

El sistema fotovoltaico requiere que ciertos parámetros se mantengan invariables, incluso cuando existieran perturbaciones en el mismo, para poder entregar energía a la carga. Por lo que es preciso diseñar controladores que se encarguen de preservar la estabilidad del sistema. En este capítulo se detallará el modelo definitivo del sistema con sus respectivos controladores como se muestra en la Fig. 4.1 y el procedimiento realizado para calcularlos.

El diseño de los controladores será dividido en tres secciones como se muestra en la fig. 4.1. El convertidor DC-DC elevador aislado se encargará de controlar el voltaje entregado por el arreglo fotovoltaico con la finalidad de

obtener la máxima potencia del arreglo. El convertidor DC-DC elevador no aislado conectado a la batería tendrá dos lazos de control, el lazo interno se encargará de controlar la corriente de la batería y el lazo externo controlará el voltaje del enlace DC que alimenta al inversor, ya que este debe permanecer constante en 200V. El inversor también tendrá dos lazos de control, el lazo interno se encargará de controlar la corriente de salida del inversor, y de manera implícita, la corriente que se entrega a la carga. El lazo externo se encargará de controlar el voltaje entregado a la carga, con la finalidad de obtener un voltaje de  $120V_{rms}$  invariable ante cambios de carga dentro de los valores nominales.

Para el diseño de los controladores se utilizará la técnica del factor  $k$  [16] y las herramientas que ofrece MATLAB para diseño de sistemas de control. Luego se verificará el correcto funcionamiento de los controladores mediante simulaciones en Simulink y PLECS.

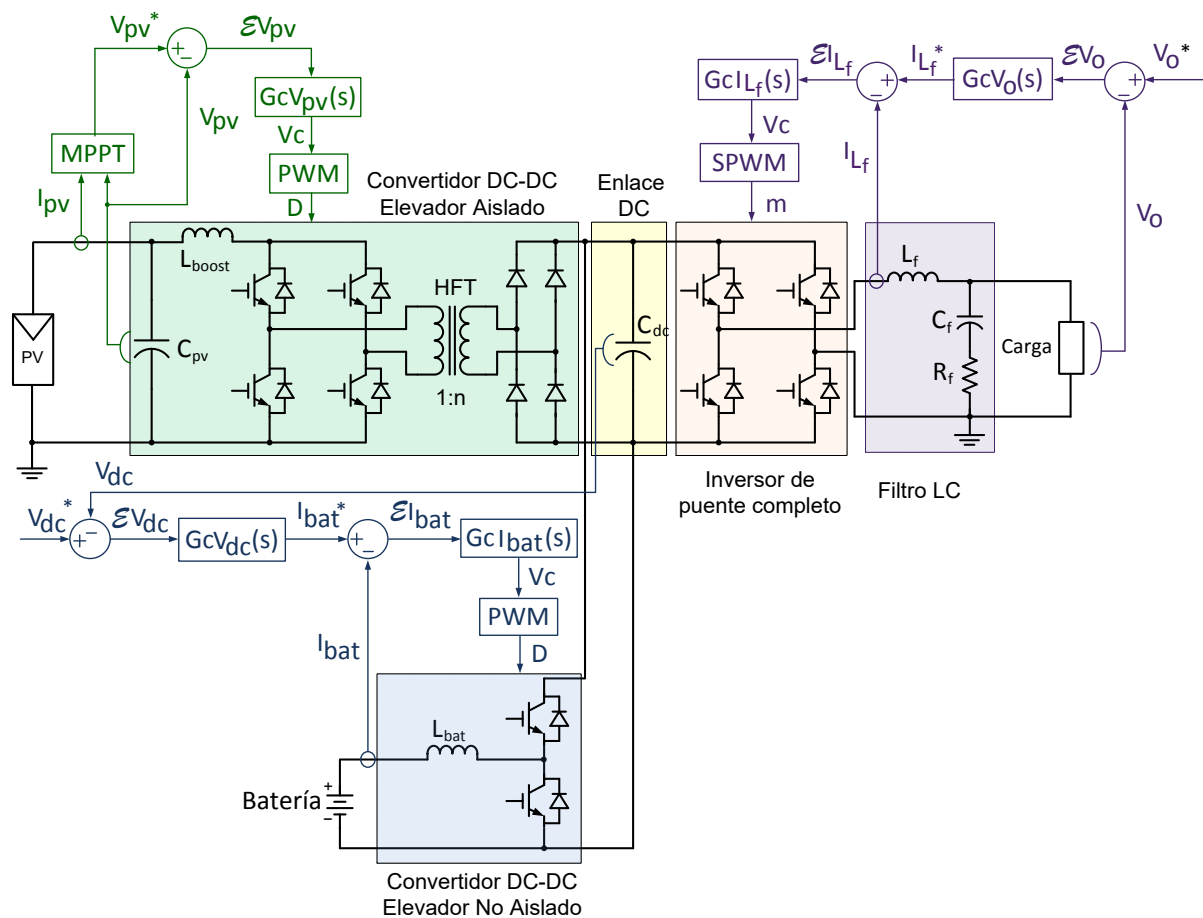


Fig. 4.1. Sistema completo con sus respectivos controladores.

#### 4.1 Diseño del controlador del convertidor DC-DC elevador aislado.

El convertidor DC-DC elevador aislado se encargará de controlar el voltaje de salida del arreglo fotovoltaico siguiendo la referencia de voltaje que le entrega el MPPT, con la finalidad que el convertidor represente una carga equivalente óptima para el arreglo, de manera que se pueda obtener la máxima potencia que este pueda proveer.



En la Fig. 4.2 se definen las variables a utilizar para determinar la función de transferencia del convertidor DC-DC elevador aislado.

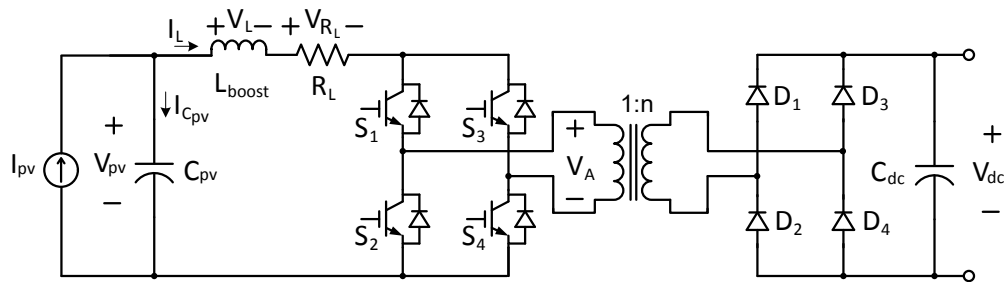


Fig. 4.2. Esquema del convertidor DC-DC elevador aislado en el cual se definen las variables a utilizar en el diseño.

La suma de voltajes a la entrada del circuito es:

$$V_{pv} = V_L + V_{R_L} + \bar{V}_A \quad (4.1)$$

$\bar{V}_A$  es el voltaje promedio en el primario del transformador, está dado por:

$$\bar{V}_A = (1 - D) \cdot \frac{V_{dc}}{n} \quad (4.2)$$

La corriente en el inductor es:

$$I_L = \frac{1}{L_{boost}} \frac{1}{s} \cdot V_L \quad (4.3)$$

La caída de voltaje en la resistencia está dada por:

$$V_{R_L} = I_L \cdot R_L \quad (4.4)$$

La suma de corrientes en el nodo de entrada es:

$$I_{pv} = I_{C_{pv}} + I_L \quad (4.5)$$

El voltaje en el capacitor  $C_{pv}$  es:

$$V_{pv} = \frac{1}{s} \frac{1}{C_{pv}} \cdot I_{C_{pv}} \quad (4.6)$$

Donde  $s$  es la variable de Laplace. De las ecuaciones (4.1) a (4.6) se obtiene el diagrama de bloques de la Fig. 4.3.

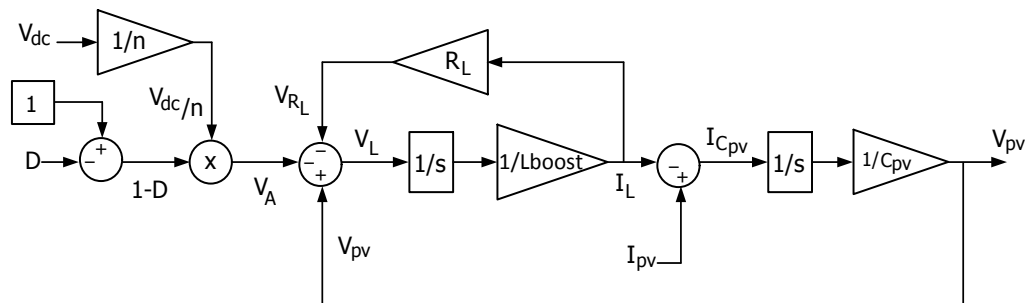


Fig. 4.3. Diagrama de bloques del convertidor DC-DC elevador aislado.

Mediante el uso de Mason [17] o con sustitución de ecuaciones se obtiene la función de transferencia del voltaje del arreglo fotovoltaico  $V_{pv}(s)$  sobre la señal de modulación  $D(s)$  como se muestra en (4.7).

$$\frac{V_{pv}(s)}{D(s)} = \frac{-\frac{V_{dc}}{n} \frac{1}{L_{boost} C_{pv}}}{s^2 + \frac{R_L}{L_{boost}} s + \frac{1}{L_{boost} C_{pv}}} \quad (4.7)$$

La función de transferencia de (4.7) representa la ganancia de la planta

$GpV_{pv}(s) = \frac{V_{pv}(s)}{D(s)}$ , reemplazando los valores obtenidos en el capítulo 3, se

obtiene:

$$GpV_{pv}(s) = \frac{-8.96 \times 10^9}{s^2 + 280 s + 8.96 \times 10^7} \quad (4.8)$$

A continuación se procederá a calcular el controlador mediante la técnica del factor K utilizando un margen de fase  $PMV_{pv} = 60^\circ$  y un ancho de banda  $BWV_{pv} = 2KHz$ .

#### 4.1.1 Cálculo del controlador por medio de la aproximación del factor $k$

El factor  $k$  [18] es una medida de la disminución de la ganancia a frecuencias bajas y el aumento de la ganancia a frecuencias altas, causadas por el control de la ubicación de polos y ceros en el diagrama de Bode de las redes de compensación de retroalimentación en relación con la frecuencia de corte del lazo.

Se debe que tener en cuenta que como la frecuencia de corte es el punto donde se quiere que la ganancia total del lazo sea la unidad, ésta tiene que ser lo suficientemente alta para proporcionar una buena regulación dinámica y lo suficientemente baja para evitar inestabilidad subarmónica y la amplificación del ruido. El límite teórico para la frecuencia de corte es la mitad de la frecuencia de conmutación pero la práctica sugiere que hasta un quinto de la frecuencia de conmutación es una buena opción. En este proyecto se utiliza una frecuencia de corte que es un décimo de la frecuencia de conmutación. Una vez escogida la frecuencia de corte se determina el desplazamiento de la fase y la ganancia del modulador en esa frecuencia.

El margen de fase deseado debe ser lo suficientemente grande para proporcionar una respuesta transitoria bastante amortiguada y que pueda permitirse un incremento en el desplazamiento de la fase por posibles variaciones no previstas.

Primero se determina el margen de fase del sistema en la frecuencia de corte con (4.9) donde  $Mf$  es el margen de fase deseado,  $\phi_{sys}$  es el ángulo del margen de fase del sistema a la

frecuencia de corte y  $\phi_{boost}$  es el ángulo de margen de fase que se necesita incrementar.

$$\phi_{boost} = Mf - \phi_{sys} - 90^\circ \quad (4.9)$$

Luego con el margen de fase obtenido con (4.9) se determina el tipo de controlador utilizarse con la ayuda de la Tabla 4.1.

Tabla 4.1. Tipos de controlador con la técnica del factor  $k$

$\phi_{boost}$ Requerido	Tipo de Controlador
$0^\circ$	Tipo I
$< 90^\circ$	Tipo II
$> 90^\circ$	Tipo III

Después de determinar qué tipo de controlador es el que se usará se determina el valor de  $k$  utilizando la ecuación respectiva que se muestra en la Tabla 4.2 [16].

Tabla 4.2. Ecuaciones para determinar el valor del factor  $k$

Tipo	Valor de $k$
I	$k = 1$
II	$k = \tan\left(\frac{\phi_{boost}}{2} + 45^\circ\right)$
III	$k = \tan\left(\frac{\phi_{boost}}{4} + 45^\circ\right)$

La ganancia del controlador se selecciona dependiendo del tipo, como se muestra en Tabla 4.3.

Tabla 4.3. Ganancia del controlador con la técnica del factor K

Tipo	Ganancia	Condición
I	$G_C(s) = \frac{k_c}{s}$	
II	$G_C(s) = \frac{k_c}{s} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)}$	$\omega_z < \omega_p$
III	$G_C(s) = \frac{k_c}{s} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)^2}{\left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)^2}$	$\omega_z < \omega_p$

En el diagrama de bode de la Fig. 4.4 se ubica la frecuencia de corte para determinar el valor de margen de fase que se tiene a esa frecuencia. De acuerdo al gráfico visualmente el margen de fase es de  $-177^\circ$  pero desde MATLAB el valor exacto es  $-177.0515^\circ$  por lo que se procederá a utilizar el valor de MATLAB en (4.10).

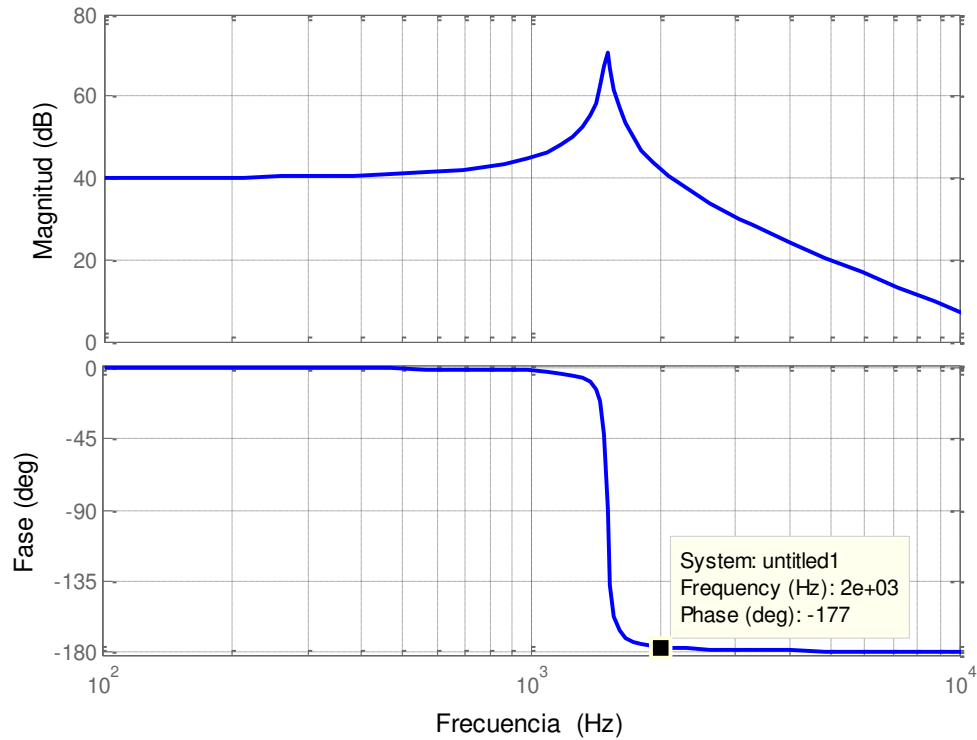


Fig. 4.4. Diagrama de bode de la planta

$$\phi_{boost} = 60^\circ - (-177.0515^\circ) - 90^\circ \quad (4.10)$$

$$\phi_{boost} = 147.0515^\circ$$

Con el  $\phi_{boost}$  se determina el valor de  $k$  por medio de (4.11)

$$k = \tan\left(\frac{\phi_{boost}}{4} + 45^\circ\right)$$

$$k = \tan\left(\frac{147^\circ}{4} + 45^\circ\right) \quad (4.11)$$

$$k = 6.90781042$$

El valor de la frecuencia de corte en rad/s se muestra en (4.12)

$$\begin{aligned}\omega_c &= 2\pi f_c \\ \omega_c &= 2\pi \times (2000\text{Hz}) \\ \omega_c &= 12566.37061 \text{ rad/s}\end{aligned}\tag{4.12}$$

Con el valor de  $k$  que se obtuvo se determina el valor de  $\omega_z$  y de  $\omega_p$  de acuerdo a (4.13) y (4.14)

$$\begin{aligned}\omega_z &= \frac{\omega_c}{k} \\ \omega_z &= \frac{12566.37061}{6.90781042} \\ \omega_z &= 1819.15395 \text{ rad/s}\end{aligned}\tag{4.13}$$

$$\begin{aligned}\omega_p &= \omega_c k \\ \omega_p &= 12566.37061 \times 6.90781042 \\ \omega_p &= 86806.10587 \text{ rad/s}\end{aligned}\tag{4.14}$$

Se determina la función de transferencia del controlador reemplazando los valores obtenidos en la ecuación del controlador tipo 3 de la Tabla 4.3.



$$G_c(s) = \frac{k_c}{s} \frac{\left(1 + \frac{s}{1819.153957}\right)^2}{\left(1 + \frac{s}{86806.10587}\right)^2} \quad (4.15)$$

Reemplazando un  $k_c = 1$  en (4.15) se tiene.

$$G_c(s) = \frac{1}{s} \frac{\left(1 + \frac{s}{1819.153957}\right)^2}{\left(1 + \frac{s}{86806.10587}\right)^2} \quad (4.16)$$

Se grafica el diagrama de bode con la función de transferencia del controlador de (4.16) y la función de transferencia de la planta para determinar el valor de ganancia con la finalidad de compensar correctamente el sistema como se muestra en la Fig. 4.5.

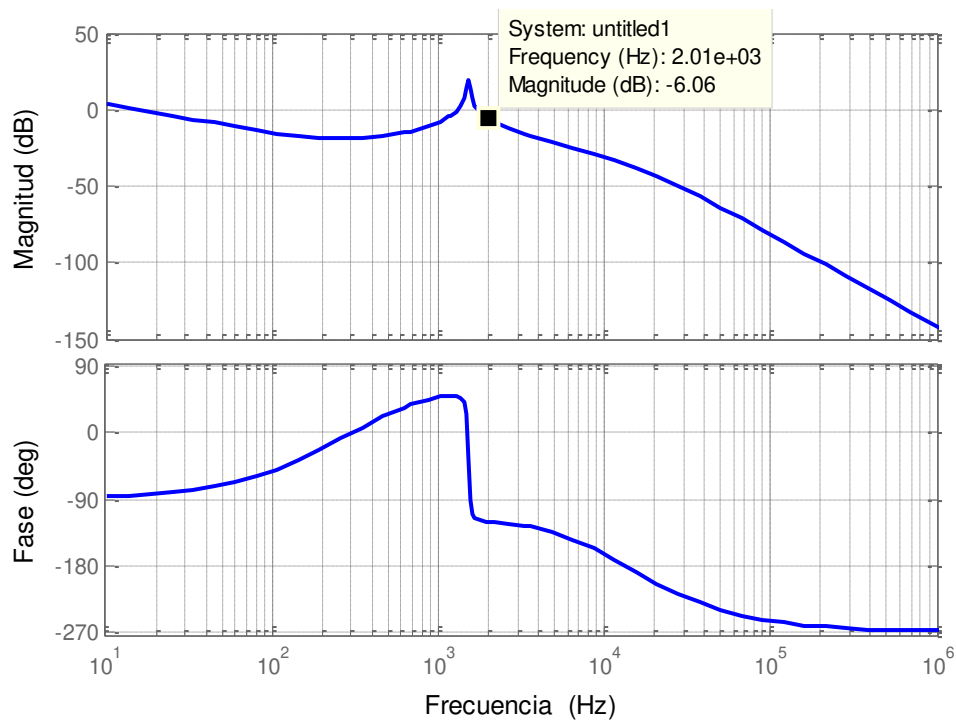


Fig. 4.5. Diagrama de bode  $G_C(s)$  en cascada con  $-GpV_{pv}(s)$

La ganancia en decibelios que se determina a partir de la Fig. 4.5, se la utiliza para determinar el valor de  $k_c$  como se muestra en (4.17).

$$-6.06 = 20 \log(k_p)$$

$$k_p = 10^{\left(\frac{-6.06}{20}\right)}$$

$$k_p = 0.497737085$$

$$k_c = \frac{1}{k_p} \tag{4.17}$$

$$k_c = \frac{1}{0.497737085}$$

$$k_c = 2.009092813$$

Reemplazando finalmente el valor de  $k_c$  obtenido en (4.15) se tiene el controlador de (4.18).

$$GcV_{pv}(s) = k_c \cdot G_C(s)$$

$$GcV_{pv}(s) = \frac{-3.022 \times 10^{-7} s^2 - 0.001099 s - 1}{6.601 \times 10^{-11} s^3 + 1.146 \times 10^{-5} s^2 + 0.4974s} \quad (4.18)$$

El cálculo del controlador  $GcV_{pv}(s)$  con la técnica del factor  $k$  es similar para los demás controladores, por lo que se obviaré este procedimiento en ellos.

Se ubica la ganancia del controlador obtenido  $GcV_{pv}(s)$  en cascada con la ganancia de la planta  $GpV_{pv}(s)$  como se muestra en la Fig. 4.6.

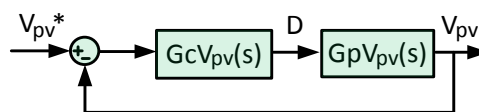


Fig. 4.6. Diagrama de bloque del controlador en cascada con la ganancia de la planta del convertidor DC-DC elevador aislado conectado a la batería

El diagrama de bode de lazo abierto de la ganancia del controlador en cascada con la ganancia de la planta se muestra en la Fig. 4.7.

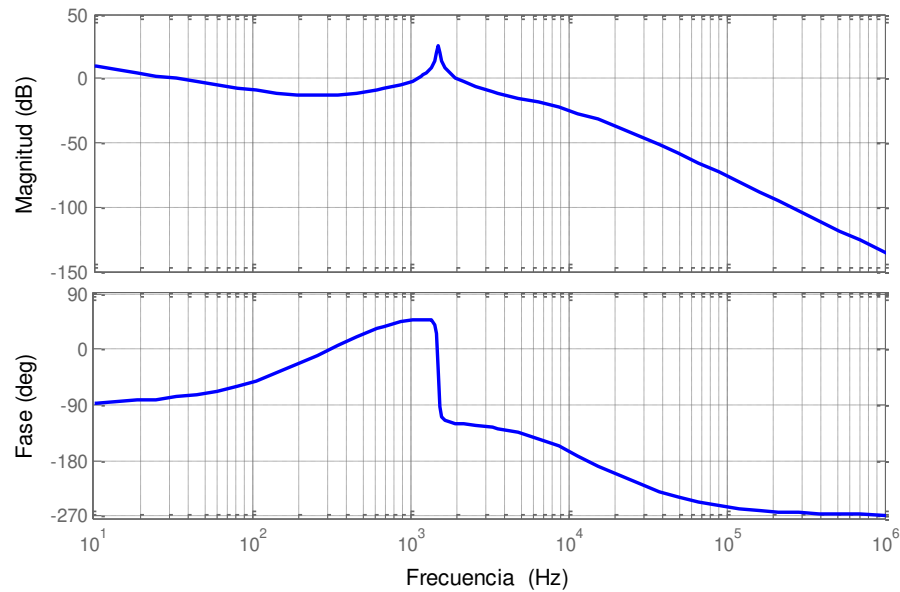


Fig. 4.7. Diagrama de bode de lazo abierto de la función de transferencia del controlador multiplicada por la función de transferencia de planta

Se comprueba en Simulink que el controlador funcione correctamente aplicando un cambio de referencia en el voltaje de entrada del convertidor,  $V_{pv}$  y verificando si esta referencia es seguida.

En la Fig. 4.8 se muestra que el voltaje  $V_{pv}$  sigue a la referencia  $V_{pv}^*$  por lo tanto se comprueba que el controlador funciona correctamente.

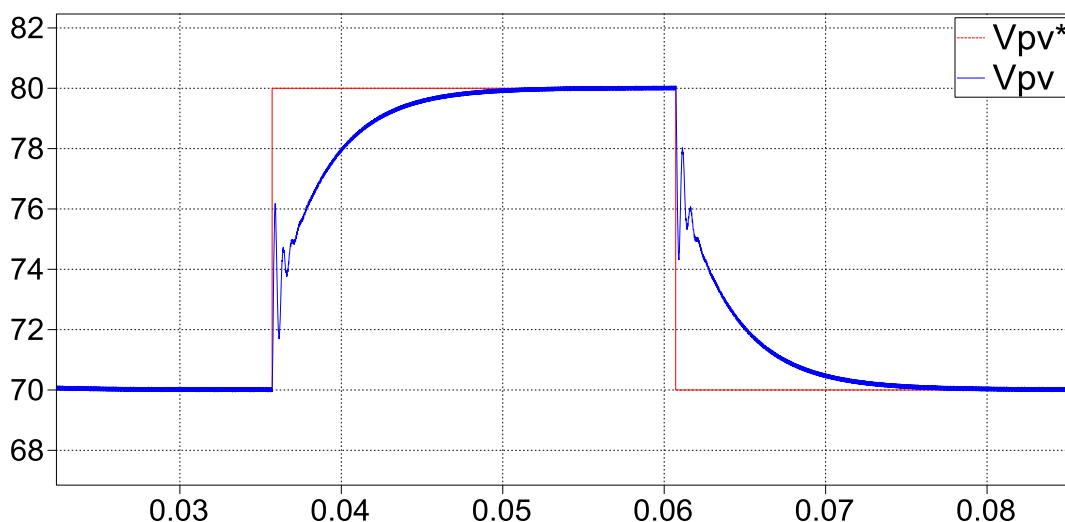


Fig. 4.8. Funcionamiento del controlador del voltaje de entrada del convertidor DC-DC elevador aislado.  $V_{pv}^*$ : señal de voltaje de referencia del arreglo fotovoltaico.  $V_{pv}$ : señal de voltaje medida del arreglo fotovoltaico.

#### 4.2 Diseño del controlador del convertidor DC-AC monofásico (inversor)

El inversor se hace cargo de controlar su corriente de salida e indirectamente la corriente que es entregada a la carga. Por otro lado también controla el voltaje administrado a la carga, manteniéndolo en un valor de  $120V_{rms}$ , incluso con variaciones de carga. En la Fig. 4.9 se

definen las variables a utilizar para determinar la función de transferencia del inversor.

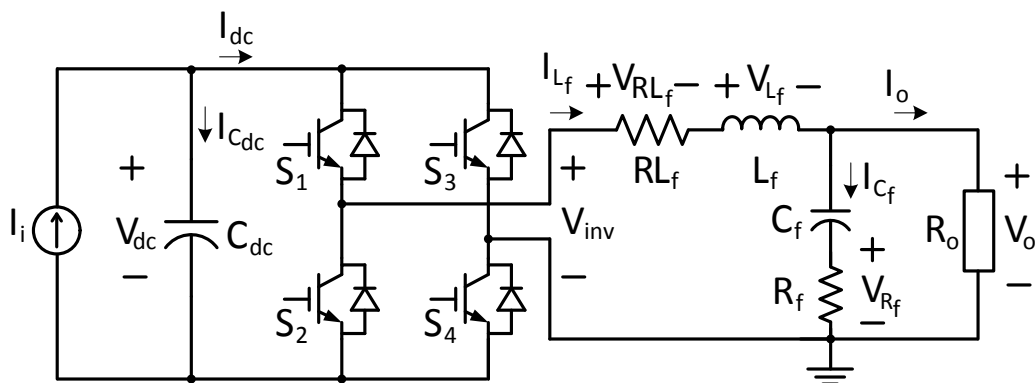


Fig. 4.9. Esquema del Convertidor DC-AC monofásico con filtro LC de salida en el cual se definen las variables a utilizar en el diseño.

La relación entre el voltaje de salida del convertidor  $V_{inv}$  y el voltaje  $V_{dc}$  es como sigue:

$$V_{inv} = mV_{dc} \quad (4.19)$$

El voltaje de salida del convertidor es igual a la suma de la caída de voltaje en la resistencia en serie con el inductor del filtro  $V_{RL_f}$ , más el voltaje del inductor  $V_{L_f}$  y más el voltaje de salida de la carga  $V_o$ .

$$V_{inv} = V_{RL_f} + V_{L_f} + V_o \quad (4.20)$$

La caída de voltaje en la resistencia  $R_{L_f}$  está dada por:

$$V_{R_{L_f}} = I_{L_f} \cdot R_{L_f} \quad (4.21)$$

El voltaje en el inductor  $L_f$  es:

$$V_{L_f} = L_f \cdot s I_{L_f} \quad (4.22)$$

La corriente de salida del inversor  $I_{L_f}$  es igual a la suma de la corriente del capacitor  $I_{C_f}$  más la corriente de la carga  $I_o$ .

$$I_{L_f} = I_{C_f} + I_o \quad (4.23)$$

El voltaje en el capacitor  $C_f$  es:

$$V_{C_f} = \frac{1}{s} \frac{1}{C_f} \cdot I_{C_f} \quad (4.24)$$

El voltaje en la carga  $R_o$  es:

$$V_o = I_o \cdot R_o \quad (4.25)$$

La caída de voltaje en la resistencia  $R_f$  está dada por:

$$V_{R_f} = I_{C_f} \cdot R_f \quad (4.26)$$

El voltaje de salida en la carga es igual a la suma del voltaje en el capacitor  $V_{C_f}$  y la caída de voltaje en la resistencia  $V_{R_f}$ .

$$V_o = V_{C_f} + V_{R_f} \quad (4.27)$$

El diagrama de bloques que se obtiene de las ecuaciones del inversor y el filtro LC, (4.19) a (4.27), se indica en la Fig. 4.10.

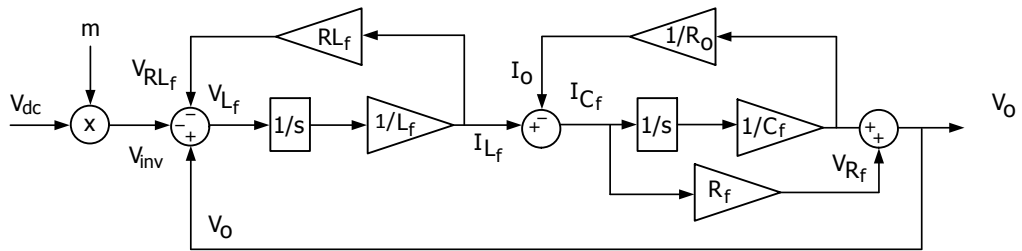


Fig. 4.10. Diagrama de bloques del inversor monofásico

Mediante el uso de Mason o con sustitución de ecuaciones se obtiene la función de transferencia del lazo interno, que relaciona la corriente de salida del inversor  $I_{L_f}(s)$  para la señal de modulación  $m(s)$  como se muestra en (4.28) y del lazo externo, que relaciona el voltaje de salida de la carga  $V_o(s)$  para la corriente de salida del inversor  $I_{L_f}(s)$  como se muestra en (4.29).

$$\frac{I_{L_f}(s)}{m(s)} = \frac{V_{dc} \cdot ((R_o + R_f)C_f \cdot s + 1)}{L_f C_f (R_o + R_f) s^2 + (L_f + C_f (R_o \cdot R_f + R_o \cdot RL_f + RL_f \cdot R_f)) s + (R_o + RL_f)} \quad (4.28)$$

$$\frac{V_o(s)}{I_{L_f}(s)} = \frac{R_o (R_f C_f s + 1)}{C_f (R_o + R_f) s + 1} \quad (4.29)$$



La función de transferencia de (4.28) representa la ganancia de la planta

$GpI_{L_f}(s) = \frac{I_{L_f}(s)}{m(s)}$ , reemplazando los valores obtenidos en el capítulo 3, se

obtiene:

$$GpI_{L_f}(s) = \frac{0.07025 s + 200}{1.521 \times 10^{-7} s^2 + 0.0005119s + 5.977} \quad (4.30)$$

Donde  $GpI_{L_f}(s)$  se utilizará para diseñar el controlador de corriente de salida del inversor.

La función de transferencia de (4.29) representa la ganancia de la planta

$GpV_o(s) = \frac{V_o(s)}{I_{L_f}(s)}$ , reemplazando los valores obtenidos en el capítulo 3, se

obtiene:

$$GpV_o(s) = \frac{4.378 \times 10^{-5} s + 5.877}{0.0003513 s + 1} \quad (4.31)$$

Donde  $GpV_o(s)$  se utilizará para diseñar el controlador de voltaje de salida de la carga.

Con las funciones de transferencia obtenidas se encuentran los respectivos controladores con la técnica del factor  $k$ . Un controlador para el lazo interno y otro para el lazo externo como se muestra en la Fig. 4.11.

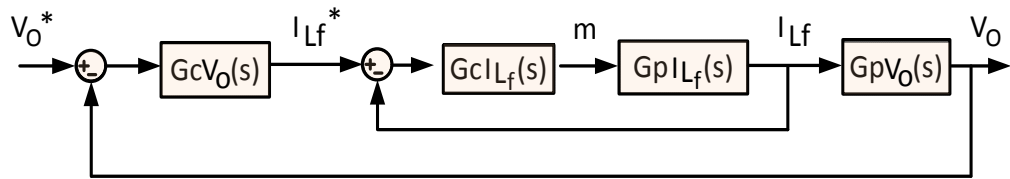


Fig. 4.11. Diagrama de bloques de los controladores del convertidor DC-AC monofásico con filtro LC.

Para el controlador de corriente de salida del inversor se utilizará un margen de fase  $PMI_{L_f} = 60^\circ$  y un ancho de banda  $BWI_{L_f} = 4\text{KHz}$ .

El controlador obtenido con la técnica del factor K es:

$$GcI_{L_f}(s) = \frac{0.0001403 s + 1}{3.091 \times 10^{-8} s^2 + 0.00274 s} \quad (4.32)$$

Se coloca en cascada el controlador de corriente  $GcI_{L_f}(s)$  con la función de transferencia  $GpI_{L_f}(s) = \frac{I_{L_f}(s)}{m(s)}$  como se muestra en el lazo interno de la

Fig. 4.11, para obtener el diagrama de bode de la Fig. 4.12.

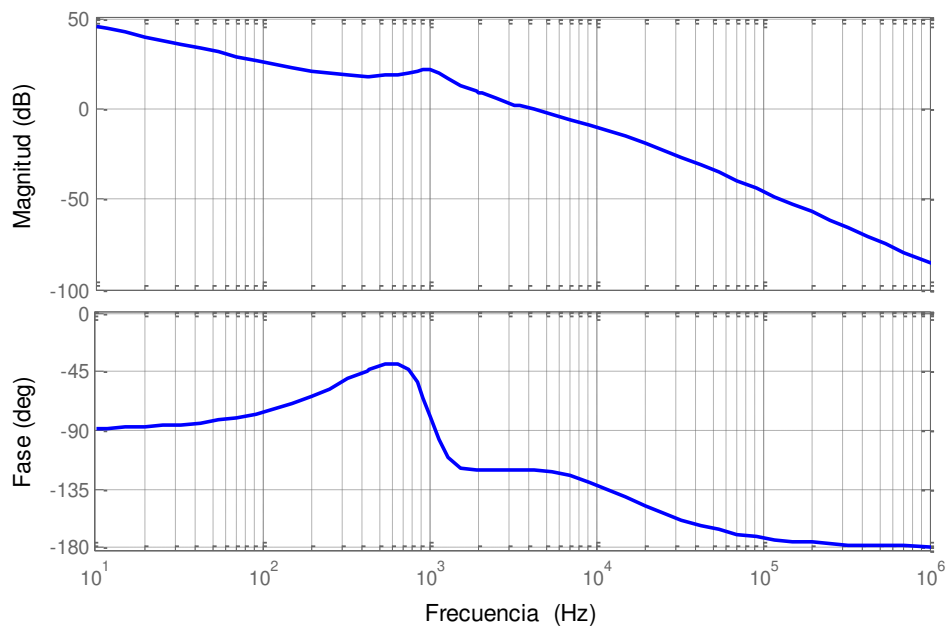


Fig. 4.12. Diagrama de bode de lazo abierto del controlador de corriente del inversor en

cascada con  $\frac{I_{L_f}(s)}{m(s)}$ .

Se ingresa en la simulación el controlador de corriente de salida del inversor encontrado anteriormente y se prueba que siga una señal de referencia como se muestra en la Fig. 4.13.

Se comprueba en la Fig. 4.13 que la corriente de salida del inversor  $I_{L_f}$  sigue la referencia  $I_{L_f}^*$ . Se debe notar que al realizar el control en la corriente de salida del inversor, implícitamente se está controlando la corriente en la carga.

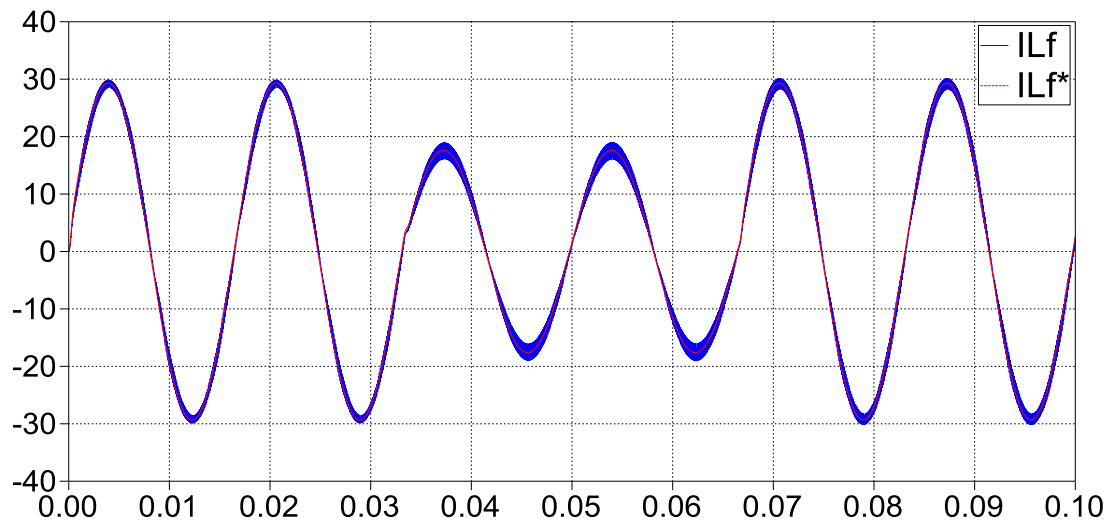


Fig. 4.13. Funcionamiento del controlador de corriente de salida en el inversor.  $I_{L_f}^*$  es la corriente de referencia de salida del inversor y  $I_{L_f}$  es la corriente medida en la salida del inversor.

Para el controlador de voltaje en la carga se utilizará un margen de fase  $PMV_o = 60^\circ$  y un ancho de banda  $BWV_o = 800\text{Hz}$ .

El controlador obtenido con la técnica del factor K es:

$$GcV_o(s) = \frac{0.0003333 s + 1}{1.147 \times 10^{-7} s^2 + 0.0009659 s} \quad (4.33)$$

Se coloca en cascada el controlador de voltaje en la carga  $GcV_o(s)$  con la función de transferencia  $GpV_o(s) = \frac{V_o(s)}{I_{L_f}(s)}$ , como en la Fig. 4.11, asumiendo

que la ganancia del lazo interno de corriente  $GcI_{L_f}(s) \cdot GcI_{L_f}(s) = 1$ . El diagrama de bode se muestra en la Fig. 4.14.

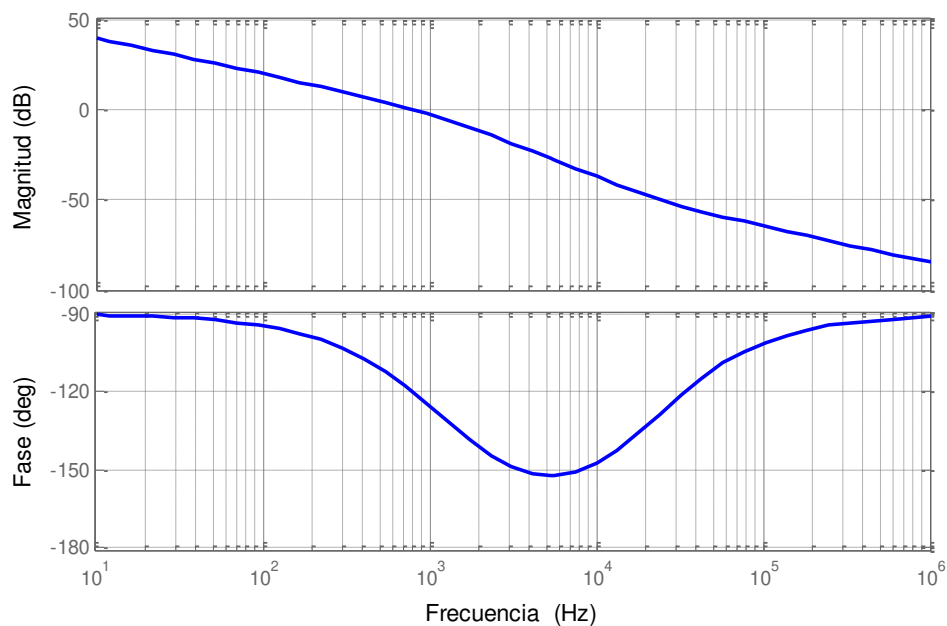


Fig. 4.14. Diagrama de bode de lazo abierto del controlador de voltaje en la carga en

cascada con  $\frac{V_o(s)}{I_{L_f}(s)}$ .

Se ingresa en la simulación el controlador del voltaje en la carga  $GpV_o(s)$  encontrado y se le aplica una señal de referencia como en la Fig. 4.15, para comprobar el funcionamiento del controlador.

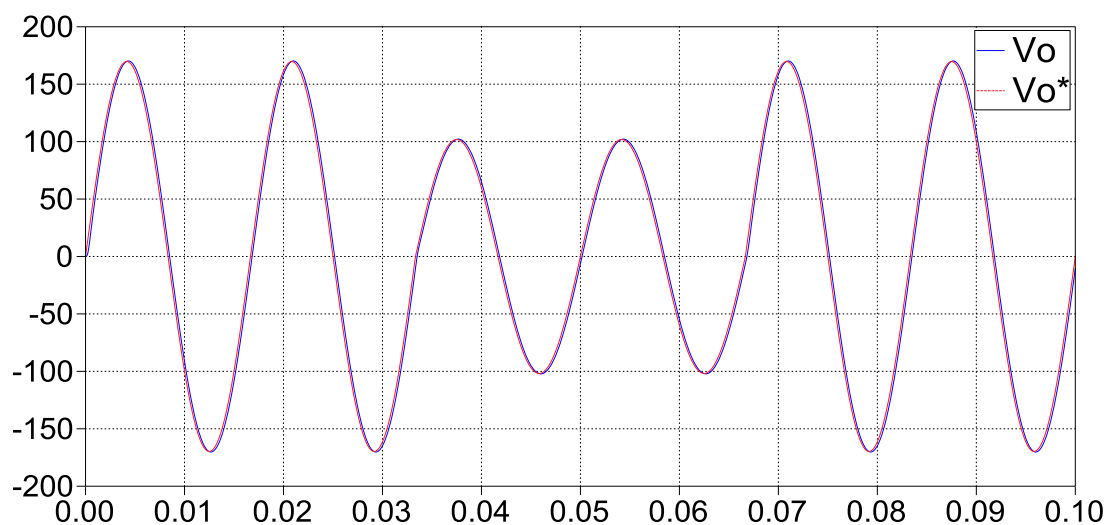


Fig. 4.15. Funcionamiento del controlador de voltaje en la carga.  $V_o^*$  es el voltaje de referencia en la carga y  $V_o$  es el voltaje medido.

Se observa en la Fig. 4.15 que el voltaje en la carga  $V_o$  sigue casi perfectamente a la señal de referencia  $V_o^*$  ya que ambas señales se encuentran superpuestas, con lo que se verifica que el controlador funciona correctamente.

### 4.3 Diseño del controlador del convertidor DC-DC elevador no aislado

En la Fig. 4.16 se presenta el circuito con las variables a utilizar para obtener las funciones de transferencia a usarse en el diseño del controlador del convertidor DC-DC elevador no aislado conectado a la batería.

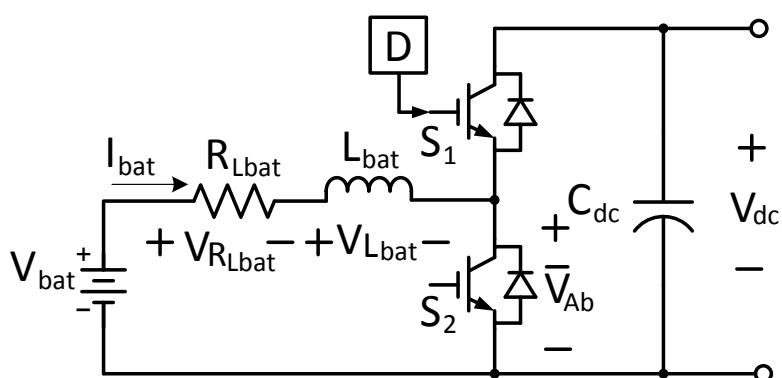


Fig. 4.16. Esquema del Convertidor DC-DC elevador no aislado conectado a la batería.

EL convertidor DC-DC elevador no aislado conectado a la batería se encargará de controlar la corriente que entrega o recibe la batería, y también controlará el voltaje del enlace DC para que éste se mantenga constante a 200V de manera que se provea el voltaje de entrada necesario para que el inversor funcione correctamente.

Con las funciones de transferencia obtenidas se encuentran los respectivos controladores. Un controlador para el lazo interno y otro para el lazo externo como se muestra en la Fig. 4.17.

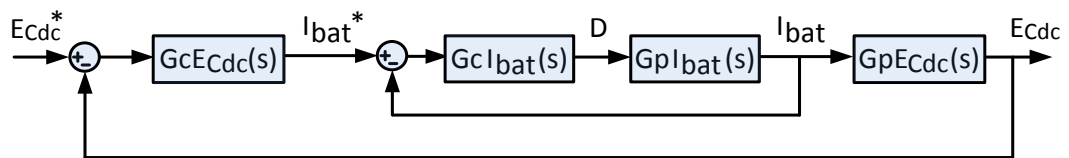


Fig. 4.17. Diagrama de bloques de los controladores del convertidor DC-DC elevador no aislado conectado a la batería

Ya que son necesarios dos controladores, se debe obtener dos funciones de transferencia: la primera es la función de transferencia de corriente de la batería a señal moduladora  $GpI_{bat}(s) = \frac{I_{bat}(s)}{D(s)}$  y la segunda función de transferencia es de energía del capacitor a corriente de la batería

$$GpE_{cdc}(s) = \frac{E_{cdc}(s)}{I_{bat}(s)}.$$

De la sumatoria de voltajes en la entrada se tiene:

$$I_{bat}(L_{bat} s + R_{Lbat}) = V_{bat} - \bar{V}_{Ab} \quad (4.34)$$

$\bar{V}_{Ab}$  es el voltaje promedio de salida del convertidor, definiendo  $D$  en el IGBT superior como se muestra en la Fig. 4.16 se tiene:



$$\bar{V}_{Ab} = V_{dc} D \quad (4.35)$$

Para obtener la función de transferencia, se reemplaza (4.35) en (4.34) y se hacen cero las perturbaciones, en este caso  $V_{bat}$  es considerada una perturbación. Con lo que se obtiene:

$$\frac{I_{bat}(s)}{D(s)} = \frac{-V_{dc}}{L_{bat} s + R_{Lbat}} \quad (4.36)$$

La función de transferencia de (4.36) representa la ganancia de la planta  $GpI_{bat}(s) = \frac{I_{bat}(s)}{D(s)}$ , reemplazando los valores obtenidos en el capítulo 3, se obtiene:

$$GpI_{bat}(s) = \frac{-200}{0.001469 s + 0.1} \quad (4.37)$$

Para controlar el voltaje de salida del convertidor  $V_{dc}$  se lo hará indirectamente controlando la energía del capacitor  $C_{dc}$  ya que

$$E_{C_{dc}} = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2.$$

Se considera la Fig. 4.18 donde la potencia del capacitor es la potencia de entrada menos la potencia de salida.

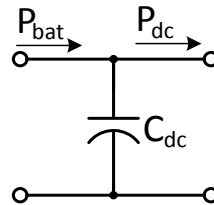


Fig. 4.18. Balance de potencia en el capacitor  $C_{dc}$ .

Como la energía es la integral de la potencia, se tiene:

$$E_{C_{dc}} = \int (P_{bat} - P_{dc}) dt \quad (4.38)$$

Usando Laplace y reemplazando la potencia  $P_{bat} = V_{bat} I_{bat}$  se obtiene:

$$s E_{C_{dc}} = V_{bat} I_{bat} - P_{dc} \quad (4.39)$$

En este caso se considera  $P_{dc}$  como una perturbación, por lo que se hace cero, con lo que se obtiene la siguiente función de transferencia:

$$\frac{E_{C_{dc}}(s)}{I_{bat}(s)} = \frac{V_{bat}}{s} \quad (4.40)$$

La función de transferencia de (4.40) representa la ganancia de la planta

$GpE_{C_{dc}}(s) = \frac{E_{C_{dc}}(s)}{I_{bat}(s)}$ , reemplazando los valores obtenidos en el capítulo 3,

se obtiene:

$$GpE_{C_{dc}}(s) = \frac{144}{s} \quad (4.41)$$

Para el controlador de corriente de la batería un margen de fase  $PMI_{bat} = 60^\circ$  y un ancho de banda  $BWI_{bat} = 2KHz$ .

El controlador obtenido con la técnica del factor K es:

$$GcI_{bat}(s) = \frac{-0.0002938 s - 1}{6.859 \times 10^{-8} s^2 + 0.003182 s} \quad (4.42)$$

Se coloca en cascada el controlador de corriente de la batería  $GcI_{bat}(s)$  con la función de transferencia  $Gpi_{bat}(s)$  para obtener el diagrama de bode de lazo abierto de la Fig. 4.19.

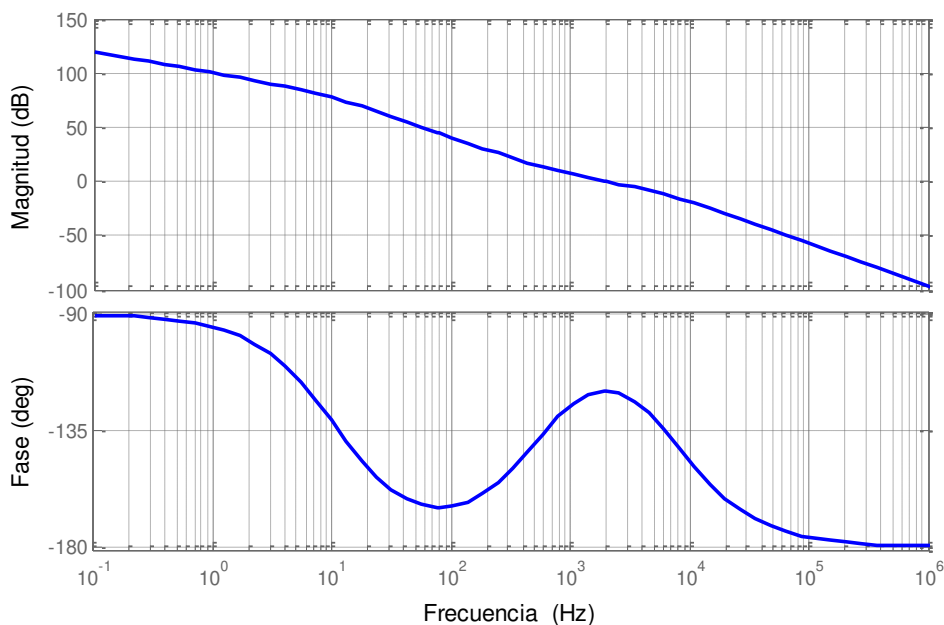


Fig. 4.19. Diagrama de bode de lazo abierto del controlador de corriente de la batería

$GcI_{bat}(s)$  en cascada con  $Gpi_{bat}(s)$ .

Se ingresa en la simulación el controlador de corriente de la batería  $GcI_{bat}(s)$ . Se comprueba el funcionamiento del controlador aplicando una señal de referencia como en la Fig. 4.20.

Se observa en la Fig. 4.20 que la corriente de la batería  $I_{bat}$  sigue la señal de referencia  $I_{bat}^*$  inclusive cuando se aplican cambios instantáneos. Con lo que se verifica que el controlador funciona correctamente.

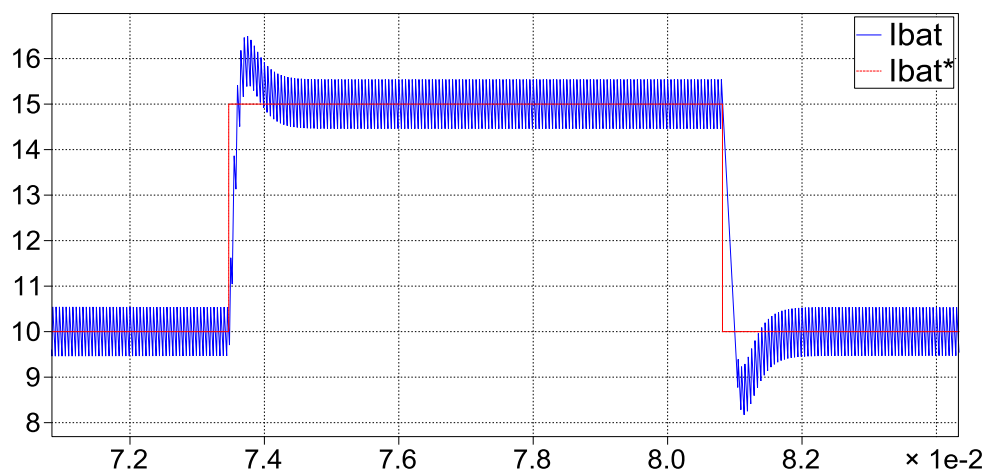


Fig. 4.20. Funcionamiento del controlador de corriente de la batería  $I_{bat}^*$  es la corriente de la batería de referencia y  $I_{bat}$  es la corriente de la batería medida.

Para el controlador de energía del capacitor  $C_{dc}$  y por lo tanto el voltaje del enlace DC se utiliza un margen de fase  $PME_{Cdc} = 60^\circ$  y un ancho de banda  $BWE_{Cdc} = 50Hz$ .

El controlador obtenido con la técnica del factor K es:

$$GcE_{cdc}(s) = \frac{0.01188 s + 1}{4.644 \times 10^{-6} s^2 + 0.005445 s} \quad (4.43)$$

Se coloca en cascada el controlador de energía del capacitor  $GcE_{cdc}(s)$  con la función de transferencia  $GpE_{cdc}(s)$  para obtener el diagrama de bode de lazo abierto de la fig. 4.19.

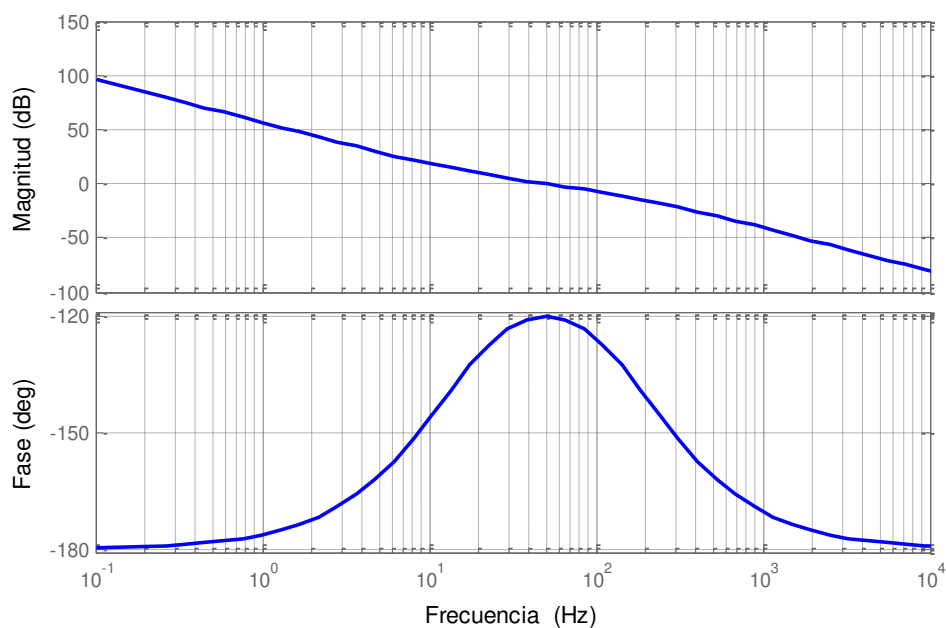


Fig. 4.21. Diagrama de bode de lazo abierto del controlador de energía del capacitor

$GcE_{cdc}(s)$  en cascada con  $GpE_{cdc}(s)$ .

Se ingresa en la simulación el controlador de energía del capacitor  $GcE_{Cdc}(s)$  encontrado y se le aplica una señal de referencia como en la Fig. 4.22, para comprobar el funcionamiento del controlador.

En la Fig. 4.22 se observa que el voltaje  $V_{dc}$  tiene un ligero subamortiguamiento, pero logra estabilizarse y seguir la referencia, con esto se comprueba que el controlador funciona correctamente.

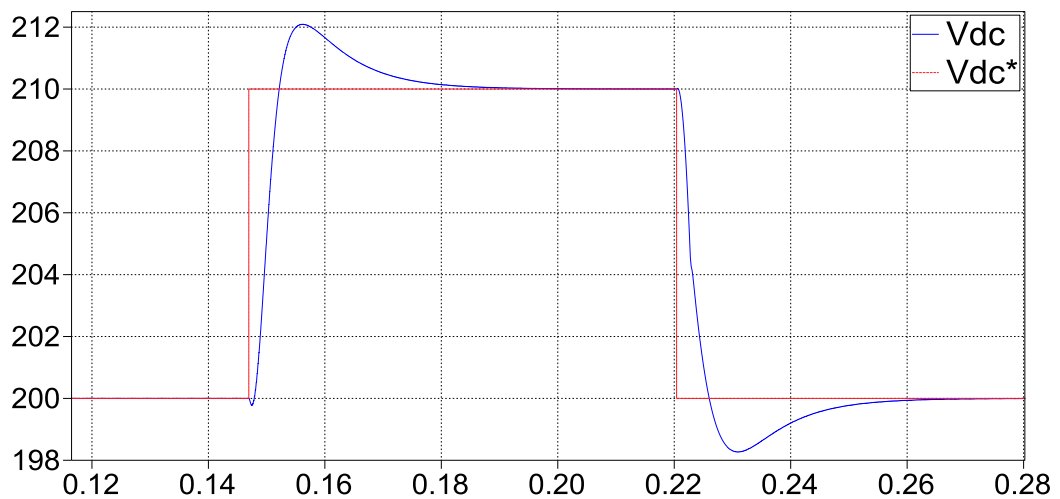


Fig. 4.22. Funcionamiento del controlador de energía del capacitor (controlador indirecto del voltaje  $V_{dc}$ ).  $V_{dc}^*$  es el voltaje de referencia del capacitor y  $V_{dc}$  es el voltaje medido en el capacitor.

## **CAPÍTULO 5**

### **SIMULACIÓN DEL SISTEMA FOTOVOLTAICO**

En este capítulo se presentan las simulaciones del sistema fotovoltaico realizadas en Simulink, también se muestra el detalle de cada uno de los bloques utilizados en el sistema. La definición de las variables utilizadas es realizada en el editor de MATLAB y el bloque de etapa de potencia contiene los convertidores fue desarrollada en PLECS.

La Fig. 5.1 muestra el sistema completo en Simulink, donde se presentan los cinco controladores que fueron diseñados en el capítulo 4. El bloque Etapa de Potencia contiene los tres convertidores diseñados y descritos en el capítulo 3, además se ha utilizado herramientas de PLECS para la obtención y visualización de señales.

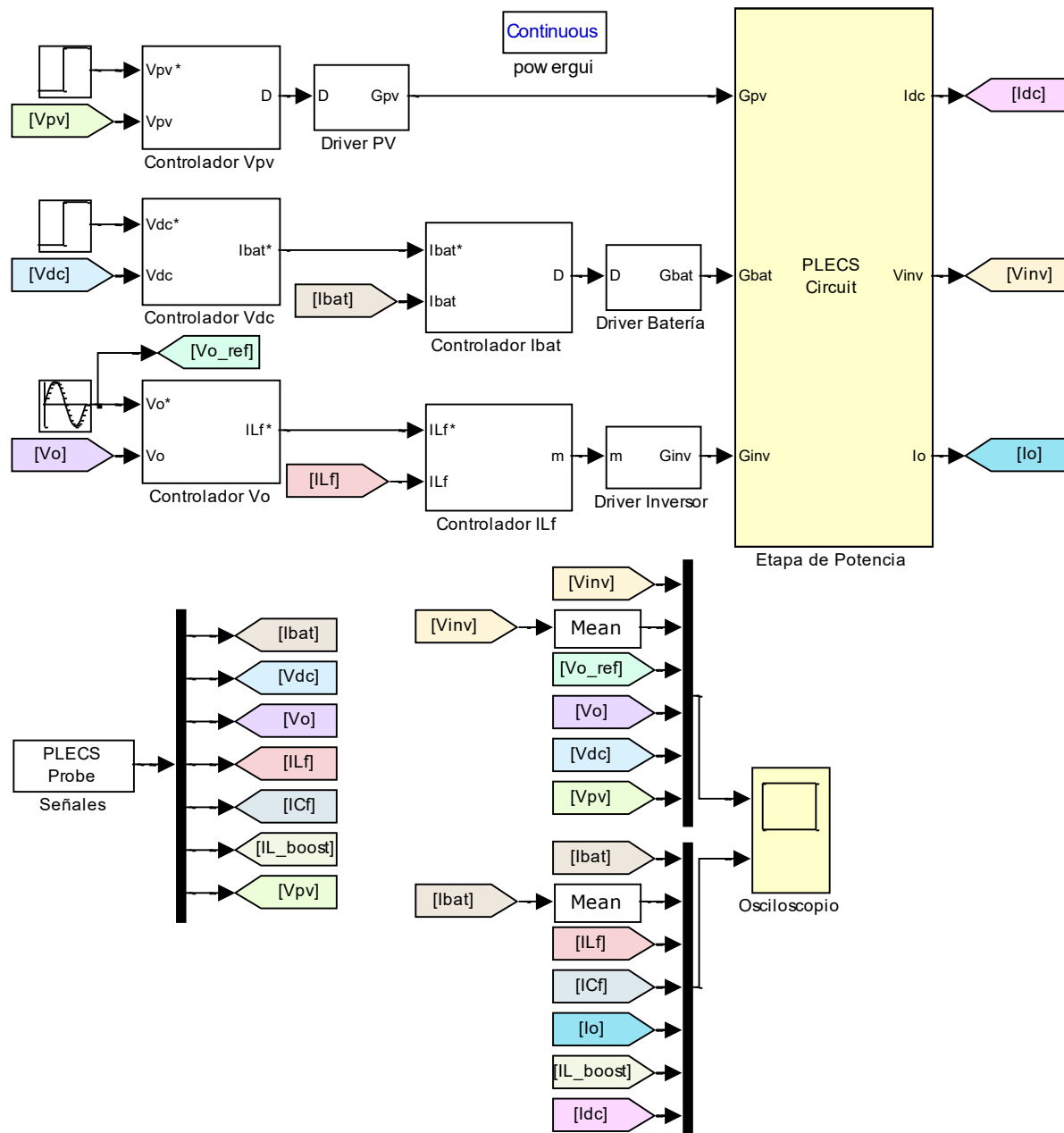


Fig. 5.1. Sistema completo en Simulink



## **5.1 Implementación en Simulink**

El sistema fotovoltaico aislado implementado en Simulink consta de un bloque de PLECS (bloque amarillo grande) de la Fig. 5.1 donde se encuentra la Etapa de Potencia que contiene los convertidores y de varios bloques controladores. Los bloques se detallan a continuación:

### **5.1.1 Etapa de Potencia**

El bloque Etapa de Potencia es un bloque de circuito de la caja de herramientas de PLECS, aquí se encuentran los circuitos convertidores que rigen el funcionamiento del sistema fotovoltaico aislado. El contenido de este bloque se muestra en la Fig. 5.2, se observa cada una de las etapas del sistema descrito en los capítulos anteriores, el contenido de cada etapa será detallado a continuación.

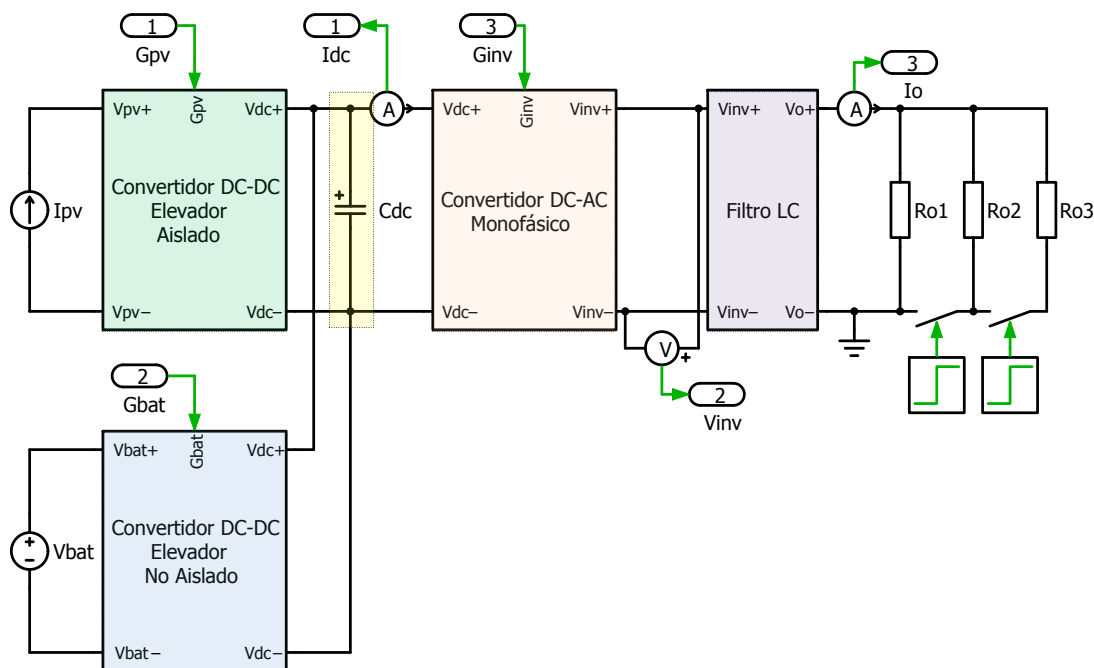


Fig. 5.2. Contenido del bloque Etapa de Potencia

En la Fig. 5.2 se muestra el contenido del bloque Etapa de Potencia que consta de un Convertidor DC-DC Elevador Aislado, un Convertidor DC-DC Elevador No Aislado, un capacitor de enlace DC, un Convertidor DC-AC Monofásico, un Filtro LC y la carga.

### Convertidor DC-DC Elevador Aislado

Se encarga de elevar el voltaje entregado por el arreglo fotovoltaico hasta el nivel del voltaje en el enlace DC, además provee de aislamiento para que una falla en la carga no afecte al

arreglo fotovoltaico. El circuito en PLECS se muestra en la Fig. 5.3.

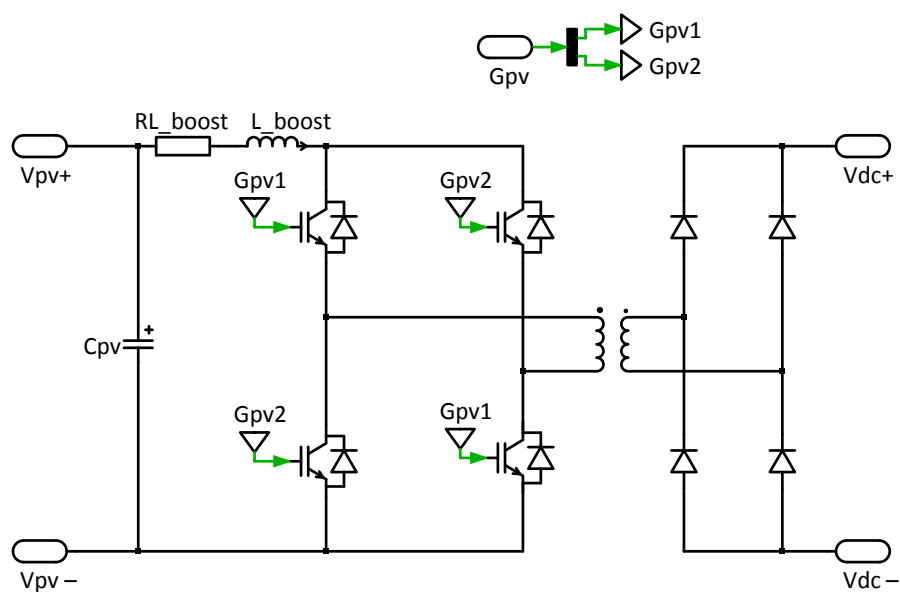


Fig. 5.3. Circuito en PLECS del Convertidor DC-DC Elevador Aislado.

### Convertidor DC-DC Elevador No Aislado

Se encarga de elevar el voltaje que entrega la batería hasta el valor de voltaje del enlace DC, este circuito permite la conducción de corriente en ambos sentidos para permitir la carga y descarga de la batería. Su circuito en PLECS se muestra en la Fig. 5.4.

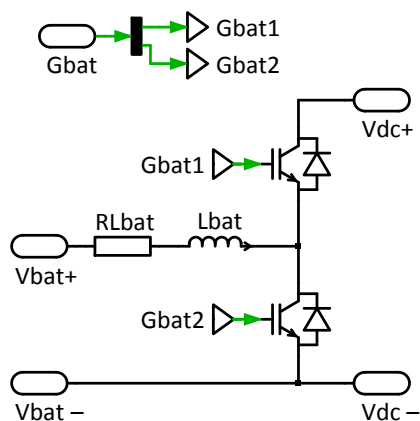


Fig. 5.4. Circuito en PLECS del Convertidor DC-DC Elevador No Aislado.

### Capacitor de enlace DC

Este capacitor se encarga de mantener el rizado del voltaje del enlace DC al mínimo.

### Convertidor DC-AC Monofásico

Se encarga de convertir el voltaje del enlace DC, que es un voltaje constante, en un voltaje alterno con una componente fundamental de 60Hz para poder alimentar adecuadamente a la carga. Su circuito en PLECS se muestra en la Fig. 5.5.

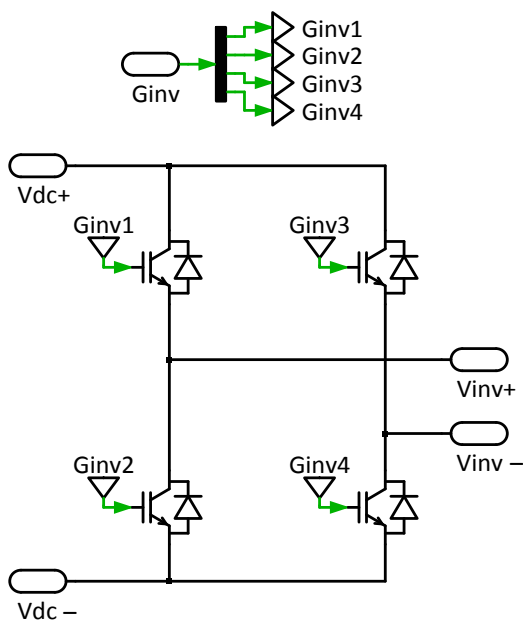


Fig. 5.5. Circuito en PLECS del Convertidor DC-AC Monofásico.

### Filtro LC

Se encarga de eliminar las componentes de alta frecuencia que genera el inversor, dejando únicamente la componente de 60Hz.

Su circuito en PLECS se muestra en la Fig. 5.6.

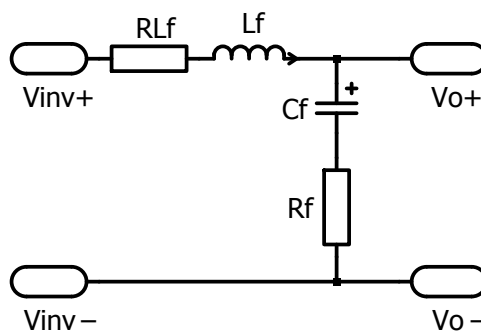


Fig. 5.6. Circuito en PLECS del Filtro LC.

## Carga

La carga es puramente resistiva, para las pruebas se incrementará la carga en pasos para observar el comportamiento del sistema.

### 5.1.2 Controlador $V_{pv}$

Este controlador es el encargado de mantener estable el voltaje de salida del arreglo fotovoltaico  $V_{pv}$ ; la referencia de voltaje  $V_{pv}^*$  es entregada por el MPPT. El contenido de este bloque se muestra en la Fig. 5.7, se observa sus dos señales de entrada de voltaje  $V_{pv}^*$  y  $V_{pv}$  que ingresan a un punto de suma para obtener el error entre la señal medida y la de referencia, el bloque  $Gc\_Vpv$  es la función de transferencia del controlador diseñada en el capítulo 3, el bloque que le sigue es un saturador, el cual se encarga de limitar la señal de salida que entrega el bloque controlador, finalmente la señal de salida es la señal de modulación  $D$ .

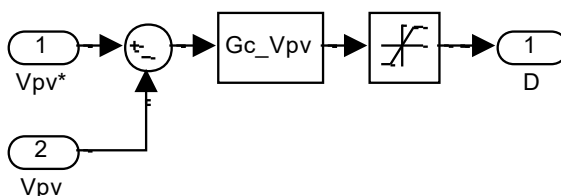


Fig. 5.7. Bloque Controlador  $V_{pv}$

### 5.1.3 Driver PV

Este bloque se encarga de convertir la señal de modulación  $D$ , en pulsos de voltaje para activar y desactivar la conducción de los IGBT del convertidor DC-DC elevador aislado. El contenido del bloque Driver PV se muestra en la Fig. 5.8.

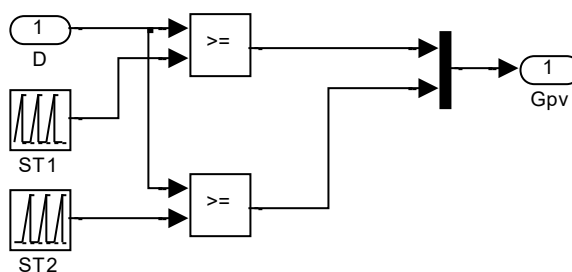


Fig. 5.8. Contenido del bloque Driver PV

Las señales que procesa el bloque Driver PV se muestran en la Fig. 5.9. El bloque recibe como entrada la señal de modulación  $D$ , la cual es comparada con dos señales diente de sierra  $ST1$  y  $ST2$ , estas señales se muestran en la Fig. 5.9(a), para generar en la salida  $Gpv$  dos señales digitales  $Gpv1$  y  $Gpv2$  como en la Fig. 5.9(b).

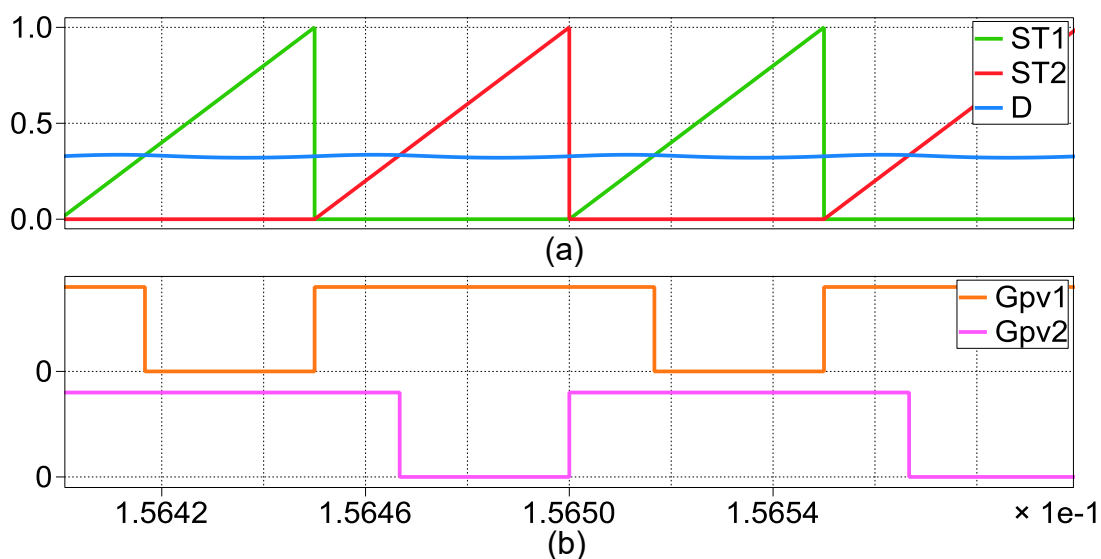
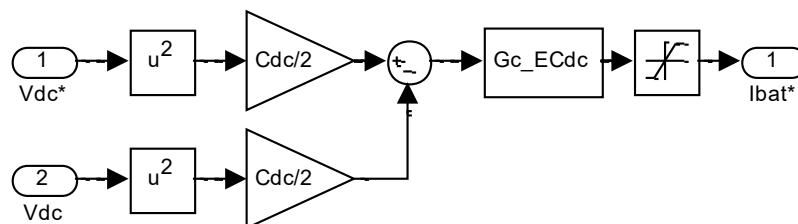


Fig. 5.9. Señales del bloque Driver PV. (a) Señal diente de sierra ST1 y ST2, y señal de modulación  $D$ . (b) Señal digital Gpv1 y Gpv2

#### 5.1.4 Controlador $V_{dc}$

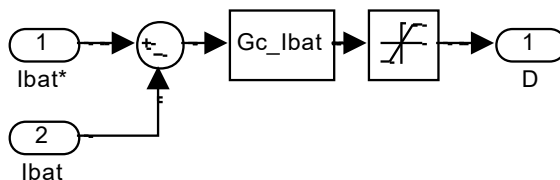
El controlador  $V_{dc}$  se encarga de mantener el voltaje del capacitor  $C_{dc}$  en alrededor de 200V. El bloque recibe una señal de voltaje de referencia  $V_{dc}^*$  y la señal de voltaje medida  $V_{dc}$ , luego se tiene que realizar una conversión de voltaje a energía ya que el controlador  $G_{c\_ECdc}$  diseñado en el capítulo 3 necesita una entrada de energía para generar una señal de corriente de referencia que irá al lazo interno de control de corriente de la batería a través de la salida  $I_{bat}^*$ , este esquema se muestra en la Fig. 5.10. Antes de la salida, se utiliza un bloque saturador para limitar la señal de referencia a valores de corriente nominales.



Fig. 5.10. Contenido del bloque Controlador  $V_{dc}$ 

### 5.1.5 Controlador $I_{bat}$

El bloque Controlador  $I_{bat}$  se encarga de que no se produzcan cambios bruscos en la corriente cuando se cargue o descargue la batería, este bloque recibe como entrada una señal de corriente de referencia  $I_{bat}^*$ , que es entregada por el bloque Controlador  $V_{dc}$ , y una señal de corriente medida que proviene del controlador DC-DC elevador no aislado conectado a la batería. El contenido del bloque Controlador  $I_{bat}$  se muestra en la Fig. 5.11. La señal de salida de este bloque es una señal de modulación  $D$ , que sirve como referencia para la generación de pulsos del bloque Driver Batería.

Fig. 5.11. Contenido del bloque Controlador  $I_{bat}$

### 5.1.6 Driver Batería

El bloque Driver Batería se encarga de generar los pulsos de voltaje para permitir la conducción de los IGBT del convertidor DC-DC elevador no aislado conectado a la batería. El contenido del bloque Driver Batería se presenta en la Fig. 5.12.

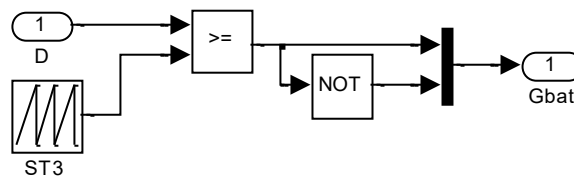


Fig. 5.12. Contenido del bloque Driver Batería

Este bloque recibe como entrada una señal de modulación  $D$ , que se compara con una señal diente de sierra como se muestra en la Fig. 5.13(a). En la salida  $Gbat$  se generan dos señales binarias mostradas en la Fig. 5.13(b),  $Gbat2$  es la negación de  $Gbat1$ .

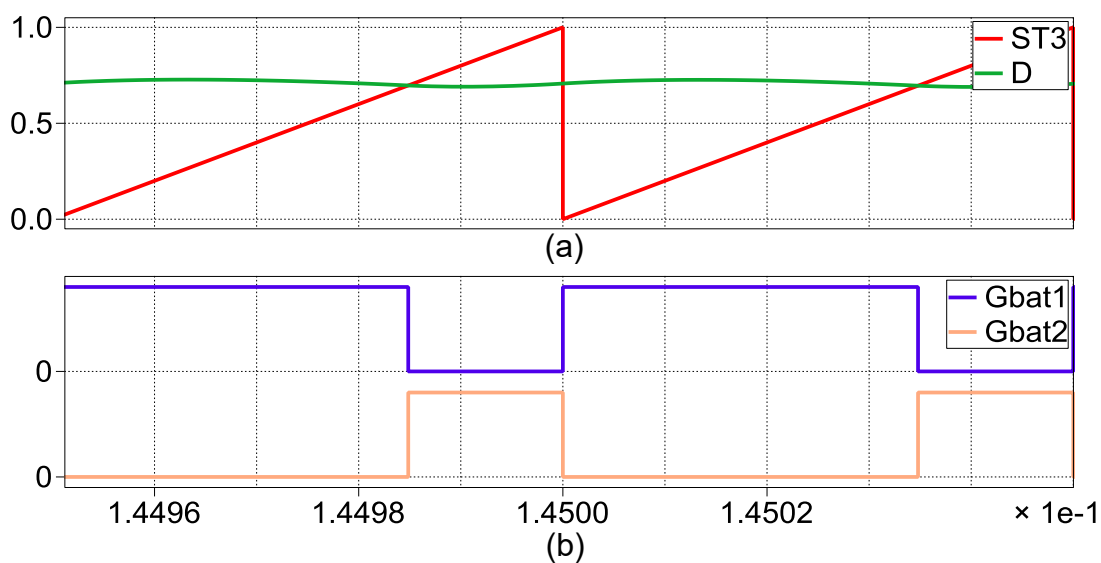
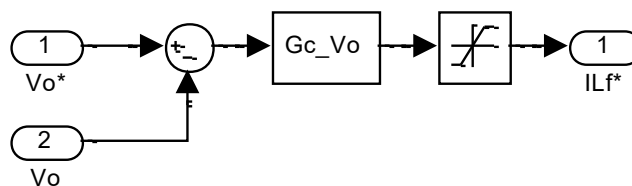


Fig. 5.13. Señales del bloque Driver Batería. (a) Señal de modulación  $D$  y señal diente de sierra ST3. (b) Señales binarias Gbat1 y Gbat2 utilizadas para la activación de los IBGT.

### 5.1.7 Controlador $V_o$

El bloque Controlador  $V_o$  es el encargado de mantener el voltaje de la carga en 120Vrms sin importar las variaciones de carga que puedan ocurrir, dentro de los límites nominales. A este bloque ingresan dos señales de voltaje: una señal de referencia de voltaje en la carga  $V_o^*$  y una señal de voltaje medida de realimentación  $V_o$ , como se muestra en la Fig. 5.14. El bloque Gc\_Vo contiene la función de transferencia del controlador encontrada en el capítulo 3, la cual genera una señal de corriente de referencia para el bloque Controlador  $I_{Lf}$ .

Fig. 5.14. Contenido del bloque Controlador  $V_o$ 

### 5.1.8 Controlador $I_{Lf}$

El bloque controlador  $I_{Lf}$  se encarga de controlar la corriente que sale del inversor, y por consiguiente, la corriente que llega a la carga. Ante variaciones en la carga, este bloque debe asegurar una suave transición desde un nivel de corriente a otro. Este bloque recibe como entrada la señal de referencia de corriente  $I_{Lf}^*$  del bloque Controlador  $V_o$  y una señal de realimentación de corriente  $I_{Lf}$ , medida a la salida del inversor. El bloque  $Gc_{ILf}$  contiene la función de transferencia del controlador, la cual genera una señal de salida  $m$  que corresponde al índice de modulación del inversor, se ha añadido un bloque saturador para asegurar que la señal de salida se encuentre dentro de los rangos permitidos. El contenido del bloque Controlador  $I_{Lf}$  se muestra en la Fig. 5.15.

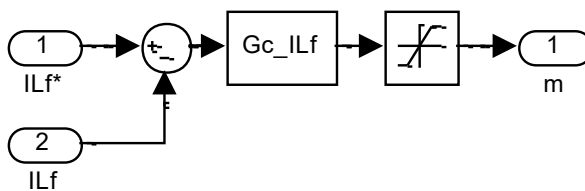


Fig. 5.15. Contenido del bloque Controlador  $I_{L_f}$

### 5.1.9 Driver Inversor

El bloque Driver Inversor se encarga de generar los pulsos necesarios para que el inversor funcione correctamente. Este bloque recibe como señal de entrada el índice de modulación  $m$  y genera en la salida  $G_{inv}$  cuatro señales binarias. El contenido del bloque Driver Inversor se muestra en la Fig. 5.16.

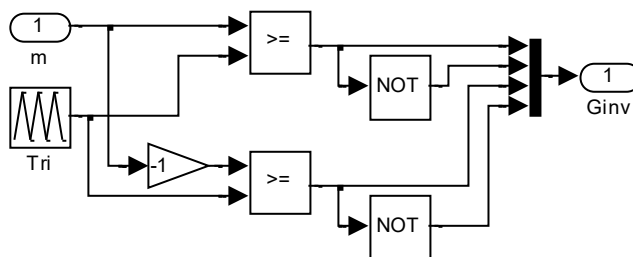


Fig. 5.16. Contenido del bloque Driver Inversor

El índice de modulación  $m$  y su invertido  $-m$  es una señal sinusoidal de 60Hz que se compara con la señal  $Tri$  como se muestra en la Fig. 5.17(a). En la Fig. 5.17(b) se muestran las

señales de salida que irán a las compuertas de los IGBT del inversor.

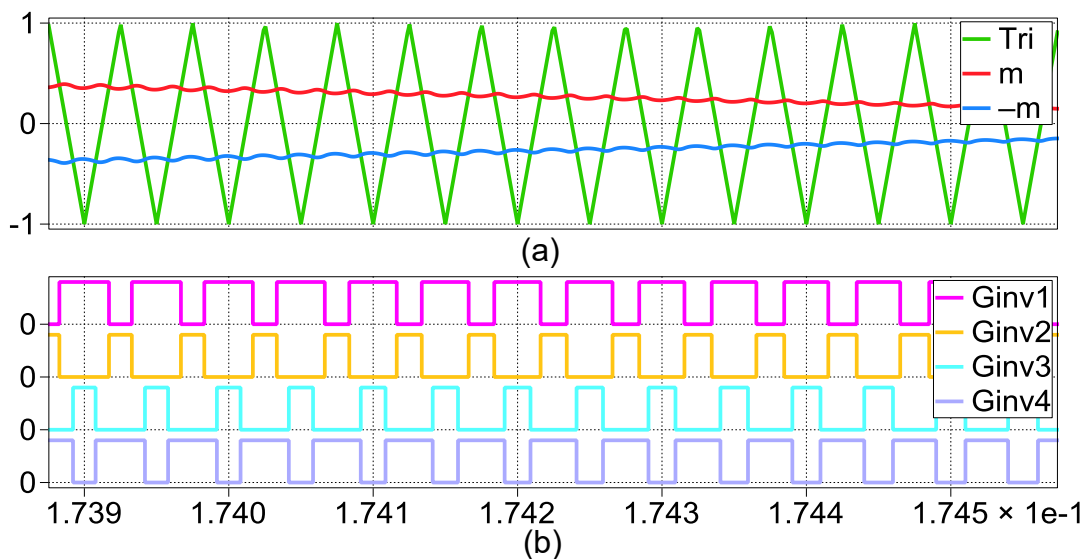


Fig. 5.17. Señales del bloque Driver Inversor. (a) Índice de modulación  $m$ , su invertido  $-m$  y la señal portadora  $Tri$ . (b) Señales digitales para la activar la conducción de los IGBT del inversor.

## 5.2 Pruebas de funcionamiento

Se simulará el sistema fotovoltaico con las siguientes condiciones:

- Carga nominal.
- Cambio dinámico de 3 casos de carga.
- Emulación de caída de luz solar.
- Emulación de caída de voltaje en la batería.

### 5.2.1 Simulación del sistema fotovoltaico a carga nominal

Se pondrá como carga el valor nominal que corresponde a una resistencia de carga  $R_o = 5.88 \Omega$ .

En la Fig. 5.18 se muestra las gráficas resultado de la simulación a carga nominal. En la Fig. 5.18(a) se presenta el voltaje en la carga ( $V_o$ ), el voltaje de enlace DC ( $V_{dc}$ ) y el voltaje de salida del arreglo fotovoltaico ( $V_{pv}$ ) en condiciones estándar. En la Fig. 5.18 (b) se presenta la corriente de la batería ( $I_{bat}$ ) la corriente en la carga ( $I_o$ ) y la corriente entregada por el arreglo fotovoltaico ( $I_{pv}$ ).

Se observa en la Fig. 5.18 que a carga nominal el sistema funciona de manera estable, el voltaje del enlace DC es muy importante que se mantenga constante en 200V para que el inversor pueda generar un voltaje de salida con una componente sinusoidal perfecta de 60Hz y  $120V_{rms}$ .

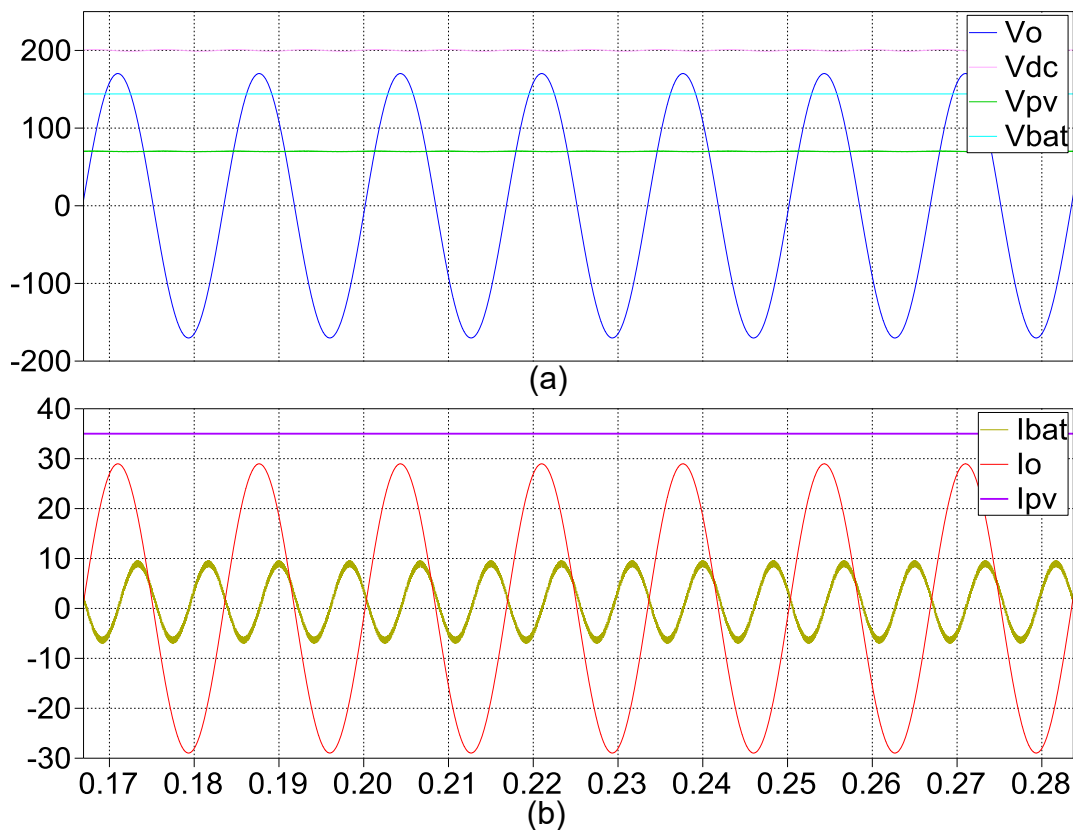


Fig. 5.18. Simulación del sistema fotovoltaico a carga nominal

En condiciones ideales, si se coloca una carga nominal y el arreglo fotovoltaico se encuentra generando su potencia máxima, toda esta potencia sería suficiente para alimentar a la carga. Pero estas condiciones ideales, nos llevan a asumir que no hay caída de potencia en los convertidores y el filtro LC, lo cual es un error ya que en la Tabla 5.1 se muestra que la batería se encuentra entregando una corriente promedio positiva, por lo que indica que la potencia generada por el arreglo fotovoltaico no es suficiente



para suplir la demanda de potencia de la carga a condiciones nominales. Y es por eso que la batería también tiene que entregar parte de la potencia que la carga necesita.

Tabla 5.1 Valores de la simulación del sistema fotovoltaico a carga nominal

<b>Voltajes</b>	<b>Min</b>	<b>Max</b>	<b>Promedio</b>	<b>RMS</b>
$V_o$	-170.32 V	170.32 V	0.00 V	120.34 V
$V_{dc}$	198.89 V	201.10 V	200.00 V	-
$V_{pv}$	69.43 V	70.65 V	70.00 V	-
$V_{bat}$	144.00 V	144.00 V	144.00 V	-
<b>Corrientes</b>				
$I_{bat}$	-7.04 A	9.64 A	1.28 A	-
$I_o$	-28.98 A	28.98 A	0.00 A	20.48 A
$I_{pv}$	35.00 A	35.00 A	35.00 A	-

En la Tabla 5.2 se muestran los valores de potencia promedio de entrada ( $P_i$ ) y salida ( $P_o$ ) de cada convertidor, el sufijo pv es en referencia al convertidor DC-DC elevador aislado conectado a al arreglo fotovoltaico, el sufijo bat es en referencia al convertidor DC-DC elevador no aislado conectado a la batería y en sufijo inv es en referencia al inversor monofásico.  $P_o$  es la potencia en la carga, luego de pasar por el filtro LC.

En la Tabla 5.2 también se observa que la potencia demandada por la carga ( $P_o$ ), a carga nominal, es superior a la potencia de entrada del convertidor DC-DC elevador aislado ( $P_{i_{pv}}$ ), esta

potencia es igual a la que entrega el arreglo fotovoltaico ( $P_{pv}$ ). Se observa que para suplir la potencia demandada por la carga hace falta que la batería entregue una potencia de 184.07W. Esto se debe a las caídas de potencia en los convertidores.

Tabla 5.2. Valores de potencia del sistema fotovoltaico a carga nominal

Nombre	Promedio
$P_{i_{pv}}$	2450 W
$P_{o_{pv}}$	2327.29 W
$P_{i_{bat}}$	184.07 W
$P_{o_{bat}}$	183.26 W
$P_{i_{inv}}$	2510.74 W
$P_{o_{inv}}$	2508.19 W
$P_o$	2464.63 W

Para conocer la caída de potencia que se produce en cada convertidor, se substraerá la potencia de salida de la potencia de entrada en cada uno de ellos con los valores de la Tabla 5.2.

$$P_{ais} = P_{i_{pv}} - P_{o_{pv}} = 2450 - 2327.29 = 122.71 W$$

$$P_{no\_ais} = P_{i_{bat}} - P_{o_{bat}} = 184.07 - 183.26 = 0.81 W$$

$$P_{inv} = P_{i_{inv}} - P_{o_{inv}} = 2510.74 - 2508.19 = 2.55 W$$

$$P_{fLC} = P_{o_{inv}} - P_o = 2508.19 - 2464.63 = 43.56 W$$

(5.1)

Donde  $P_{ais}$  es la caída de potencia en el convertidor DC-DC elevador aislado,  $P_{no\_ais}$  es la caída de potencia en el convertidor DC-DC elevador no aislado,  $P_{inv}$  es la caída de potencia en el inversor monofásico y  $P_{fLC}$  es la caída de potencia en el filtro LC.

En condiciones óptimas el arreglo fotovoltaico debería proveer la potencia suficiente que necesita la carga nominal. Esto se podría solucionar añadiendo 2 paneles más al arreglo fotovoltaico, ya que cada panel solar tiene 175W, se estaría añadiendo 350W, lo que compensaría los 184.07W que provee la batería.

Otra solución es conectar una carga máxima menor a la nominal, para ello se considera las caídas de potencia en los convertidores. A continuación se calcula la carga máxima.

$$P_{o_{max}} = P_{pv} - P_{ais} - P_{inv} - P_{fLC}$$

$$P_{o_{max}} = 2450 - 122.71 - 2.55 - 43.56 = 2281.2 \text{ W}$$

$$\frac{P_{o_{max}}}{P_o} = \frac{2281.2}{2450} = 0.93 \quad (5.2)$$

$$P_{o_{max}} = 0.93P_o$$

De (5.2) se tiene que considerando la caída de potencia en los convertidores, la máxima carga que se podría conectar es del 93% de la carga nominal.

En la Fig. 5.18(a) también se observa que el voltaje en la carga es una onda sinusoidal de amplitud  $120V_{rms}$  y 60Hz. El voltaje del enlace DC ( $V_{dc}$ ) se mantiene en un valor casi constante, alrededor de 200V. En la fig.5.18 (b) se observa la corriente en la carga  $I_o$ , cuyo valor de corriente RMS a carga nominal es 20.48A como se muestra en la Tabla 5.1.

### **5.2.2 Simulación del sistema fotovoltaico con 3 casos de carga.**

Para este caso, la potencia que genera el arreglo fotovoltaico es la nominal. Se iniciará con un valor de resistencia en la carga que demande el 50% de la potencia nominal en la carga ( $P_o$ ), luego de un tiempo se agregará más carga hasta llegar a la potencia nominal y finalmente se agregará 50% de potencia sobre la potencia nominal en la carga.

En la Fig. 5.19 se muestra la simulación de los cambios en la carga para 3 valores de carga distintos divididos en tres intervalos

de 5 ciclos cada uno. Si el arreglo fotovoltaico se encuentra generando su potencia nominal y se tiene conectada una carga con el 50% de valor nominal de carga, correspondiente a una  $R_o = 11.75 \Omega$ , como en primer intervalo de corriente en la carga ( $I_o$ ), se producirá un exceso de potencia en el enlace DC, en este caso, ese exceso de potencia servirá para recargar la batería, esto se demuestra en la Fig. 5.19(b), donde se observa que la corriente de la batería ( $I_{bat}$ ) toma valores negativos.

En el segundo intervalo de  $I_o$ , se cambia el valor de la carga al 93% del valor nominal de potencia en la carga, que corresponde a un  $R_o = 6.34 \Omega$ , esto con la finalidad de verificar el caso anterior y comprobar si toda la potencia generada por el arreglo es suficiente para suplir toda la potencia que necesita esta carga a  $P_{o,max}$ .

En el tercer intervalo de  $I_o$ , se sobrecarga el sistema con 50% sobre el valor nominal de carga, que corresponde a un  $R_o = 3.92 \Omega$ .

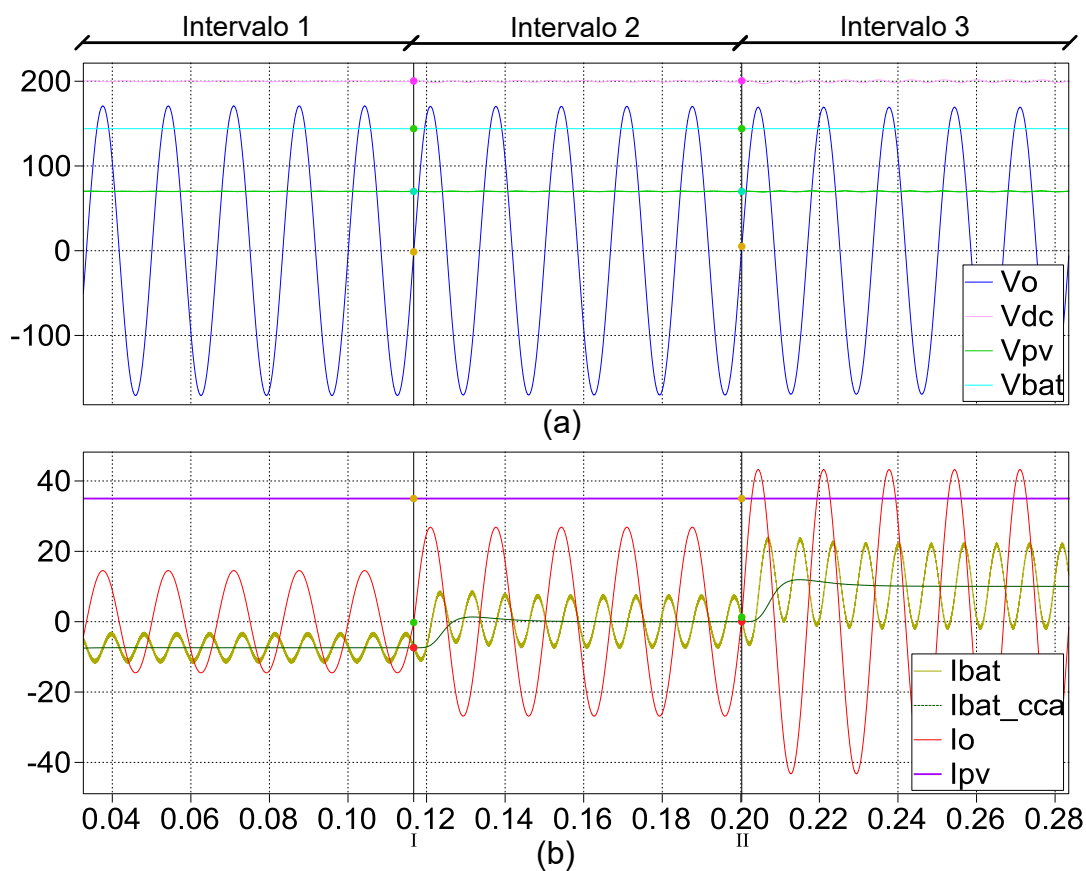


Fig. 5.19. Simulación del sistema fotovoltaico con 3 casos de carga.

Como la potencia del arreglo fotovoltaico no cambia, en la Fig. 5.19(b) se observa que la corriente promedio de la batería  $I_{bat\_cca}$  tiene un valor negativo en el primer intervalo, eso significa que la batería se está cargando debido que existe un exceso de potencia en el enlace DC por tener una carga del 50% de la carga nominal.

En el segundo intervalo  $I_{bat\_cca}$  tiene un valor de cero, lo cual confirma que al 93% de la carga nominal, toda la potencia que genera el arreglo fotovoltaico es tomada por la carga, esto hace que no haya exceso de potencia en el enlace DC y por lo tanto la batería no se esté cargando ni descargando.

En el tercer intervalo  $I_{bat\_cca}$  tiene un valor positivo, esto se debe a que la carga está demandando más potencia de la que el arreglo fotovoltaico puede entregar, por lo tanto la batería tiene que pasar a entregar ese exceso de potencia que necesita la carga. Esta condición de operación no es recomendable ya que se necesita que la batería esté completamente cargada para abastecer el exceso de potencia requerida, además hará que la batería se descargue y no sirva de respaldo cuando no haya luz solar.

Para una mejor visualización de cómo varía la potencia en el sistema a medida que se producen variaciones en la carga, se presenta la Fig. 5.20.

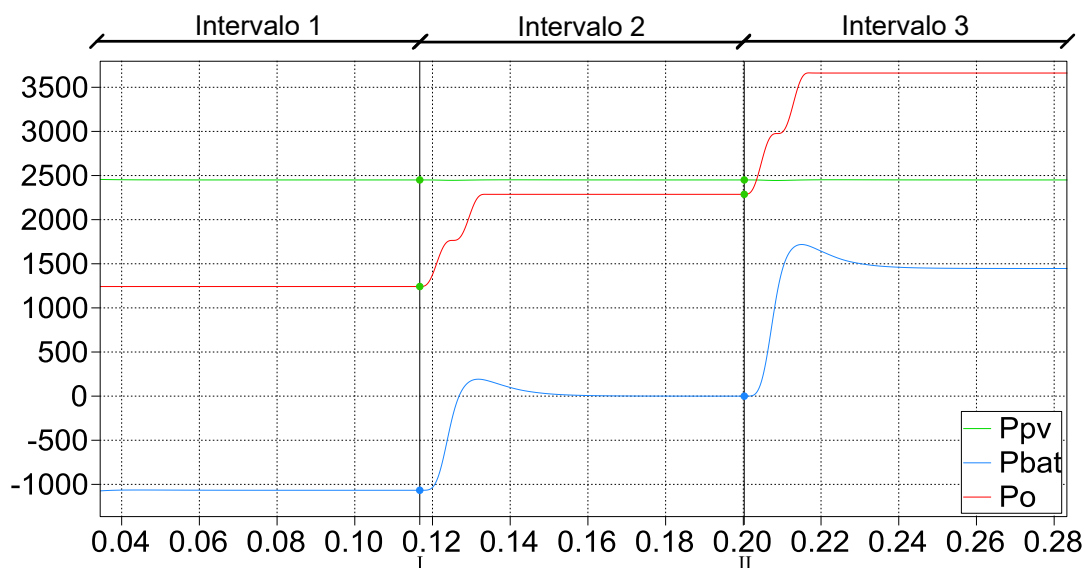


Fig. 5.20. Variación de potencia del sistema fotovoltaico mientras se varía la carga

La Fig. 5.20 muestra los mismos 3 intervalos anteriormente analizados. Se observa que la potencia que genera el arreglo fotovoltaico  $P_{pv}$  es constante a lo largo de toda la simulación.

En el primer intervalo la potencia de la carga  $P_o$  es menor que  $P_{pv}$ , la diferencia de potencia sirve para cargar la batería, por este motivo se observa que la potencia de la batería  $P_{pv}$  es negativa.

En el segundo intervalo,  $P_{pv}$  es suficiente para entregar la potencia que necesita la carga, en este caso la diferencia de potencia que se observa entre  $P_{pv}$  y  $P_o$  es consumida por los convertidores. En



este caso no hay potencia excedente para cargar la batería, por lo que se observa que la potencia  $P_{bat}$  es cero en este intervalo.

En el tercer intervalo se observa que  $P_o > P_{pv}$ , por lo que la batería tiene que entregar el exceso de  $P_o$ .

En la Tabla 5.3 se presenta los valores de potencia en el estado estable de cada intervalo. Hay que considerar que existen caídas de potencia en los convertidores y el filtro LC.

Tabla 5.3. Valores de potencia en el estado estable de cada intervalo.

Potencia	Intervalo 1	Intervalo 2	Intervalo 3
$P_{pv}$	2450.30 W	2450.04 W	2450.05 W
$P_{bat}$	-1066.10 W	0.54 W	1447.09 W
$P_o$	1241.98 W	2286.95 W	3661.49 W

### 5.2.3 Emulación de disminución de luz solar.

Se tratará de emular una disminución de luz solar, haciendo que la corriente que entrega el arreglo fotovoltaico ( $I_{pv}$ ) cambie desde su valor nominal hacia cero súbitamente.

El resultado se muestra en la Fig. 5.21. En el intervalo 1, el arreglo fotovoltaico entrega la potencia necesaria para alimentar la carga,

luego se produce el cambio repentino en la corriente  $I_{pv}$  desde su valor nominal 35A hasta 0.35A durante el intervalo 2. Se observa que la corriente de la batería ( $I_{bat}$ ) pasa de un valor promedio de cero hacia un valor de corriente positivo y suficiente para proveer la potencia que necesita la carga. Cuando la corriente  $I_{pv}$  vuelve a su valor nominal, la corriente  $I_{bat}$  regresa a ser cero nuevamente como se muestra en el intervalo 3 de la Fig. 5.21(b).

Es importante notar que ante esta variación repentina de corriente  $I_{pv}$ , la corriente  $I_o$  y el voltaje en la carga  $V_o$  permanecen sin alteraciones. La señal que más se ve influida ante esta variación de corriente  $I_{pv}$  es el voltaje de salida del arreglo fotovoltaico  $V_{pv}$ . Se observa en la Fig. 5.21(a) que  $V_{pv}$  tiene unos picos en el instante en que se producen los cambios repentinos de  $I_{pv}$ , pero el controlador de  $V_{pv}$  lo regresa a la estabilidad.

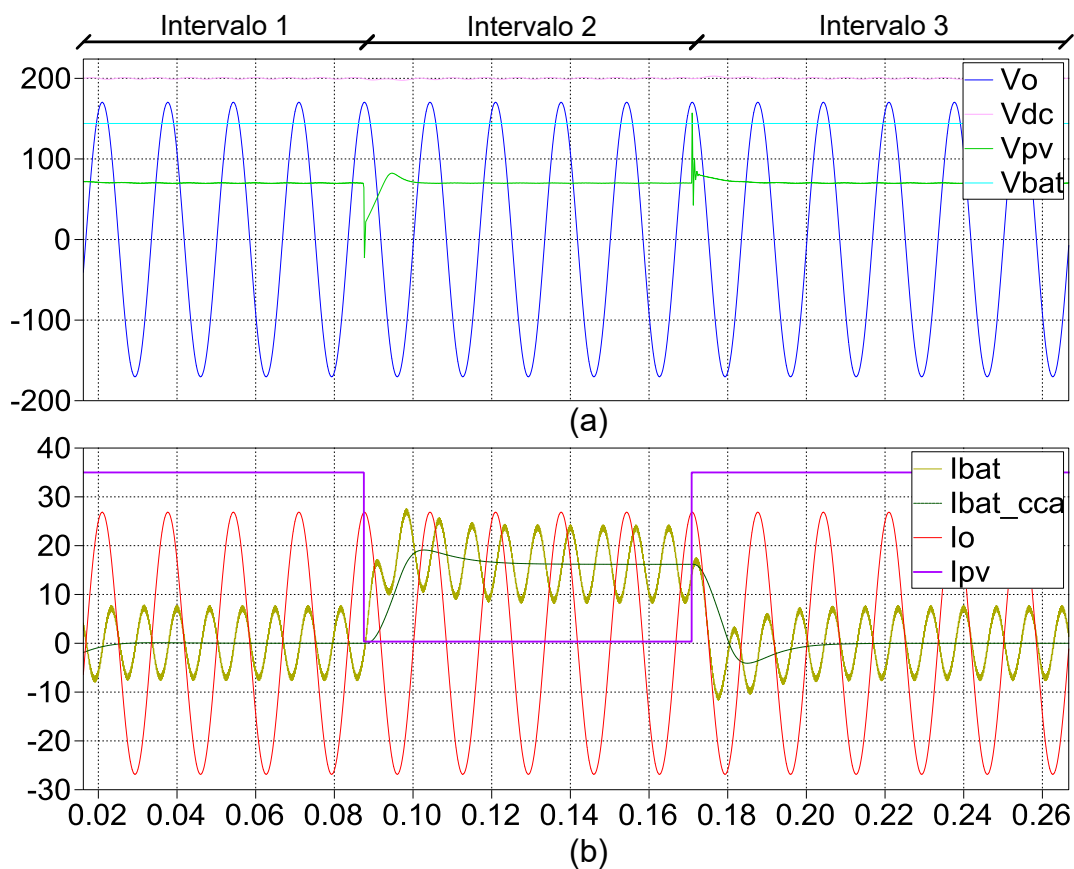


Fig. 5.21. Emulación de una disminución de luz solar.

En la Fig. 5.22 se muestra como varían las potencias del sistema ante una caída repentina en la corriente  $I_{pv}$ . La potencia en la carga  $P_o$  debe permanecer constante ante cualquier variación que se produzca en  $I_{pv}$ . Se observa en el intervalo 2 que cuando el arreglo fotovoltaico deja de entregar potencia  $P_{pv}$ , la batería toma su lugar, y es esta quien empieza a suplir la demanda de potencia de la carga. Si no existiera caída de potencia en los convertidores, la potencia  $P_{pv}$  y  $P_{bat}$  serían iguales a  $P_o$  en la zona estable, pero

debido que los convertidores consumen cierta cantidad de potencia para su funcionamiento, las potencias no son iguales. Se nota una mayor diferencia de potencia entre  $P_{pv}$  y  $P_o$  porque la caída de potencia en el convertidor DC-DC elevador aislado conectado al arreglo fotovoltaico es mayor que la caída del convertidor DC-DC elevador no aislado conectado a la batería.

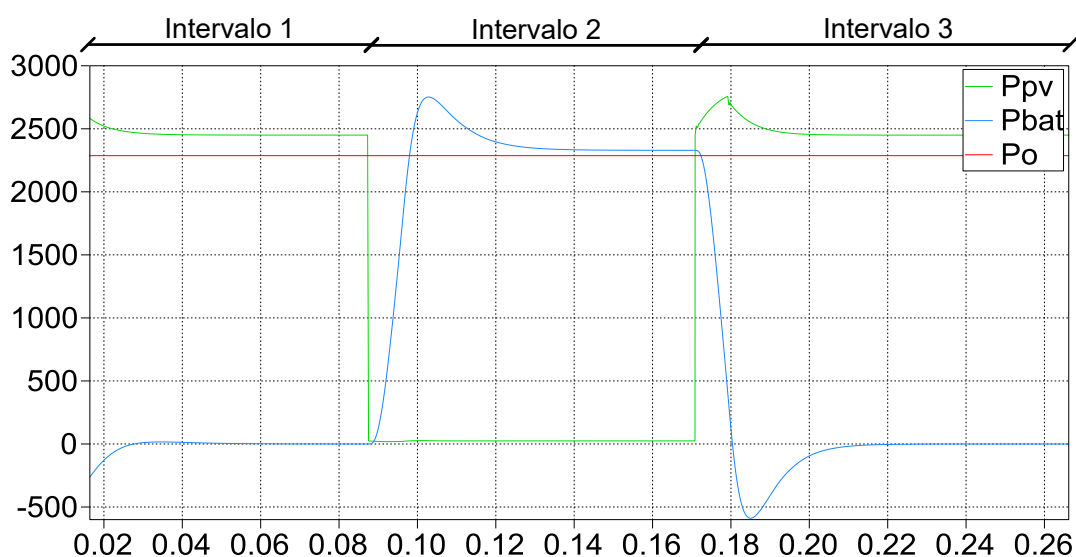


Fig. 5.22. Cambios en la potencia del sistema fotovoltaico en la emulación de disminución solar.

En la Tabla 5.4 se muestran los valores de potencia de cada intervalo de la Fig. 5.22. Se observa que la potencia en la carga  $P_o$  tiene un valor del 93% de la potencia nominal y permanece constante en todos los intervalos.

Tabla 5.4. Valores de potencia en la emulación de disminución solar

Potencia	Intervalo 1	Intervalo 2	Intervalo 3
$P_{pv}$	2450.00 W	24.50 W	2450.00 W
$P_{bat}$	0.99 W	2330.66 W	-0.20 W
$P_o$	2286.95 W	2286.95 W	2286.95 W

#### 5.2.4 Emulación de caída de voltaje en la batería.

En esta simulación se hará que el voltaje de la batería caiga repentinamente a un 20% de su voltaje nominal, esto con la finalidad de analizar el comportamiento del sistema ante este tipo de perturbaciones. Además, para este análisis se considera que el arreglo fotovoltaico no entrega potencia, es únicamente la batería que se encuentra entregando potencia. Esto pretende emular el funcionamiento nocturno del sistema.

El resultado se muestra en la Fig. 5.23 confirma que el arreglo fotovoltaico no trabaja, ya que su voltaje  $V_{pv}$  y corriente  $I_{pv}$  son cero a lo largo de la simulación.

En el intervalo 1 y 3 el voltaje  $V_{bat}$  en la batería es el nominal, esto es  $V_{bat} = 144V$ . En el intervalo 2 se produce una disminución

repentina del 20% del valor nominal, es decir que ahora  $V_{bat} = 115.2V$ .

Como el voltaje  $V_{bat}$  ha disminuido y la carga necesita mantener su potencia constante, el controlador hace que la batería genere más corriente en el intervalo 2, esto se puede observar en la Fig.

5.23(b),  $I_{bat\_cca}$  es un promedio de la corriente de la batería  $I_{bat}$ .

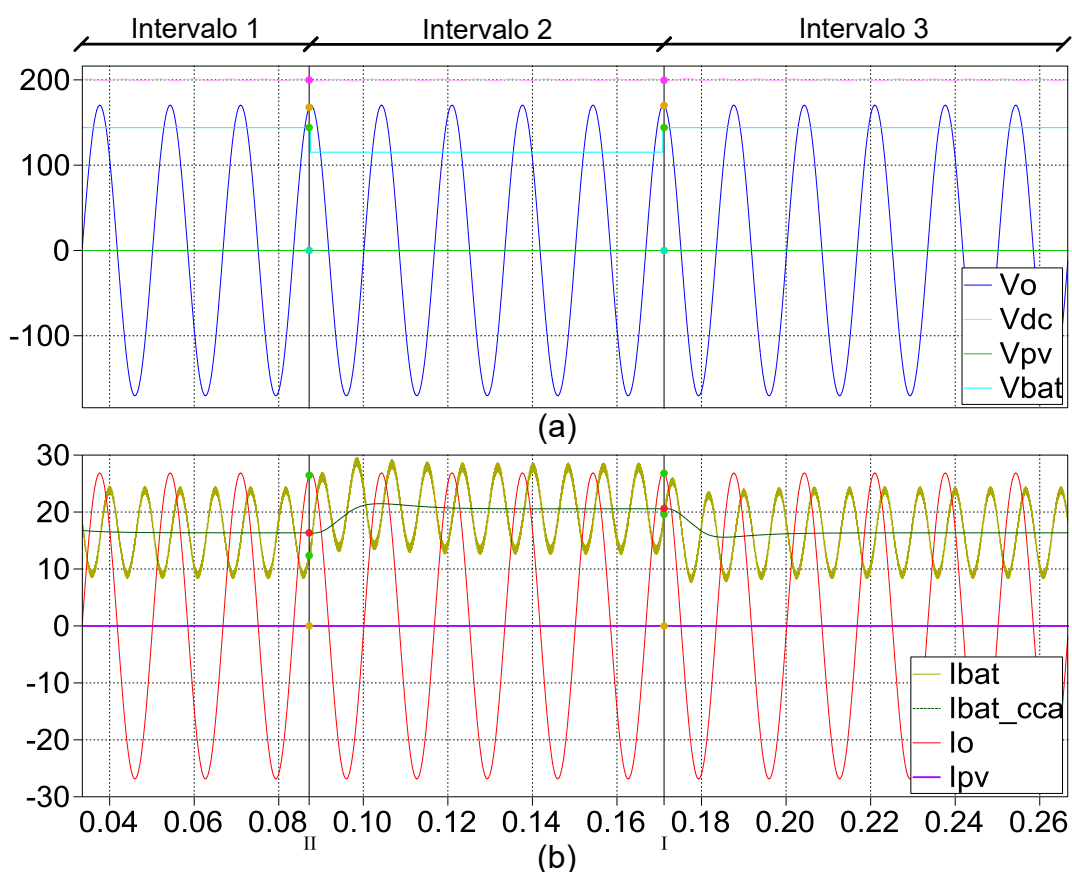


Fig. 5.23. Emulación de caída de voltaje en la batería

En la Fig. 5.24 se observa como varía la potencia que entrega la batería  $P_{bat}$  ante los cambios que se producen en el voltaje  $V_{bat}$  de la Fig. 5.23. La diferencia de potencia que se observa entre  $P_{bat}$  y la potencia en la carga  $P_o$  se debe a la caída de potencia en el convertidor DC-DC elevador no aislado conectado a la batería. Esta caída de potencia es mayor en el intervalo 2 debido que a mayor corriente, existe mayor consumo de potencia en el convertidor.

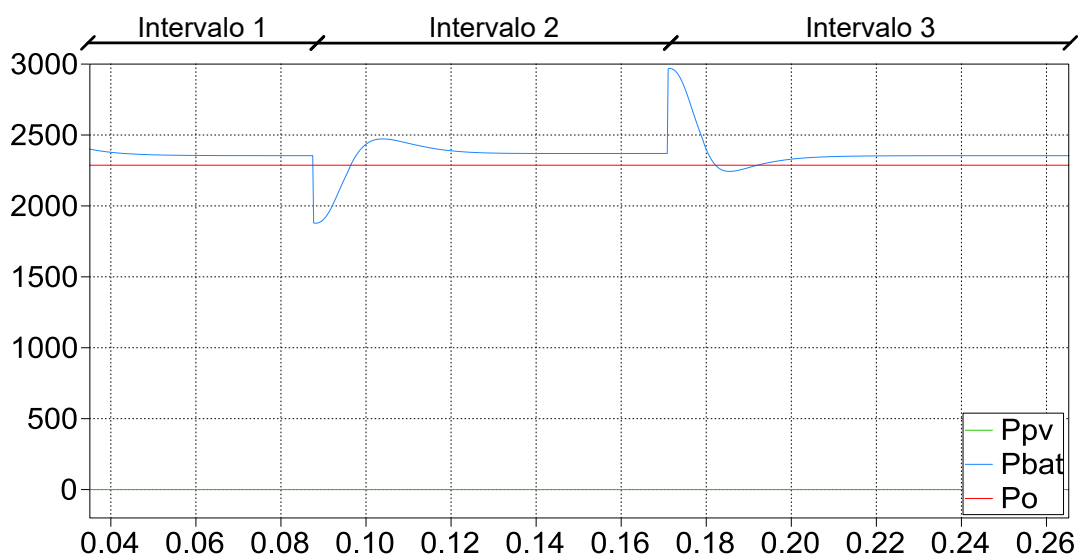


Fig. 5.24. Variación de potencia en la emulación de caída de voltaje de la batería

En la Tabla 5.5 se presentan los valores de potencia de cada intervalo de la Fig. 5.24. Aquí se puede comprobar que a pesar de que la potencia en la carga  $P_o$  es constante, en el intervalo 2 se

nota un incremento de la potencia entregada por la batería  $P_{bat}$ , esto nos confirma que el incremento de corriente  $I_{bat}$  genera una mayor caída de potencia en el convertidor.

Tabla 5.5. Valores de potencia en la emulación de caída de voltaje en la batería

Potencia	Intervalo 1	Intervalo 2	Intervalo 3
$P_{pv}$	0.00 W	0.00 W	0.00 W
$P_{bat}$	2354.80 W	2370.08 W	2353.80 W
$P_o$	2286.95 W	2286.95 W	2286.95 W



## **CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES**

### **Conclusiones**

1. Basado en las simulaciones que se realizaron en el capítulo 3, se concluye que se cumplió con el objetivo de dimensionar correctamente los componentes del sistema fotovoltaico para satisfacer los requerimientos de diseño propuestos. Encajando todos los valores de los convertidores dentro de los rangos respectivos de diseño, en el rizado de corriente de hasta un 10% del valor nominal y en el rizado de voltaje de hasta 1% del valor nominal.
2. De acuerdo a las simulaciones del capítulo 4 se concluye que se cumplió con el objetivo de diseñar el control del sistema fotovoltaico para que se sigan las señales de referencia de voltaje y corriente, y además obtener un buen desempeño dinámico funcionando en lazo cerrado. Asimismo se pudo notar que en este tipo de sistemas los controladores son

indispensables para un correcto funcionamiento, ya que mantienen la estabilidad del mismo, minimizando las perturbaciones que se aplicaron en las simulaciones.

3. Conforme a las simulaciones del capítulo 5 se verifica que el sistema funciona como lo describe la teoría de un sistema de generación fotovoltaico es decir se mantiene el balance de potencias: la potencia que genera el panel fotovoltaico va a la carga y en cualquier desbalance interviene la batería, ya sea para entregar energía o almacenarla.

### **Recomendaciones**

1. Si se tiene inconvenientes con el controlador de corriente y voltaje en la carga encontrado con la técnica del factor  $k$ , se puede utilizar el método de polos resonantes para encontrar un controlador que se adapte mejor.
2. Aunque en el capítulo 5 se realizó una prueba con una potencia de carga que sobrepasa con el 50% del valor nominal, no se recomienda hacerlo en un prototipo ya que el exceso de corriente podría generar efectos no contemplados en este proyecto.

3. Si en algún caso la señal que llega al actuador se satura, se podría emplear un control anti-windup para mejorar la respuesta del sistema cuando la perturbación ha cesado.
  
4. Si se pretende implementar este proyecto en un prototipo se recomienda que los valores a utilizar en los elementos sean lo más cercanos a los determinados en el capítulo 3.
  
5. Al momento de dimensionar los componentes del sistema se debería considerar las caídas de potencia que ocurren por la conmutación de los IGBT, situaciones que al inicio del proyecto se las asumió ideales.

## REFERENCIAS

- [1] Ruiz Díaz, José A, "Cambio climático, un desafío a nuestro alcance?", 2009.
- [2] Miliarium, "Energía Solar Fotovoltaica", <http://www.miliarium.com>. Consultado, agosto 15 del 2012.
- [3] Spain4all, "Energía Solar Fotovoltaica", <http://www.energia-solar-fotovoltaica.info>, Consultado, agosto 15 del 2012.
- [4] Falcónez, Sixifo. PhD, "Photovoltaic - Cells, Modules and Arrays".
- [5] Sánchez Frieria, Paula. "Unidad1. La célula solar", <http://ocw.unia.es>, Consultado, agosto 15 del 2012.
- [6] Dubey, T. Dubey, S., "Fundamentals of Photovoltaic Modules and their Applications". Julian Hunt FRS, University College London, London, UK, 2010
- [7] Dunlop, James P., "Batteries and Charge Control in Stand-Alone Photovoltaic Systems Fundamentals and Application", Sandia National Laboratories, Albuquerque, January 15 1997
- [8] Alonso Lorenzo, J., "Boletín Solar Fotovoltaica Autónoma", 2011.
- [9] CONELEC, "Atlas Solar del Ecuador con fines de Generación Eléctrica", 2008.
- [10] Ayyanar, R. "Lecture 3: Steady state analysis of buck converter", EEE 572, Arizona State University, 2009.
- [11] Hart, D., "Fundamentals of Power Electronics", McGraw-Hill, USA, 2011.

- [12] Erickson, R. W., "Fundamentals of Power Electronics", Kluwer Academic Publishers, USA, 2000.
- [13] Falcónez, Sífifo, PhD., "Isolated DC-DC Converters", ESPOL, 2012.
- [14] Evju, Erik Svein. , "Fundamentals of Grid Connected Photo-Voltaic Power Electronic Converter Design", 2007.
- [15] Amal A. Hassan, Faten H. Fahmy, Abd El-Shafy A. Nafeh, Mohamed A. El-Sayed, "Modeling and Simulation of a Single Phase Grid Connected Photovoltaic System", January 2010
- [16] Ayyanar, R. "Lecture 11: K-factor approach". EEE 572, Arizona State University, 2009.
- [17] Dorf, Bishop, "Sistemas de Control Moderno", 10º Edición, Pearson Education S.A., Madrid, 2005
- [18] Lei, W.H., Man, T.K., "A General Approach for optimizing dynamic response for buck converter", Literature Distribution Center for ON Semiconductor. Consultado marzo 2013.

## ANEXOS

### Código en MATLAB de los parámetros usados en Simulink.

```
% Datos para Sistema_PV_Bateria_e_Inversor.mdl

clear all
clc

fs=20E3; % Frecuencia de conmutación en Hz
n=2; %Relación de vueltas del transformador ideal
Vdc=200; % Voltaje del enlace DC que alimenta al inversor en V
Vbat=144; % Voltaje de la batería en V
Vpv=70; % Voltaje del arreglo de paneles fotovoltaicos en V
Ipv=35; %Corriente de salida máxima del arreglo fotovoltaico en A
Po=2450; % Potencia de la carga en W

Ts=1/fs; % Período de conmutación en s

% ----- CÁLCULO DEL INDUCTOR DEL PV L_boost -----
RL_boost=0.1; % Resistencia del Inductor en ohm
Vpv_maxL=Vdc/(2*n); %Voltaje del PV para obtener el max Lboost en V
L_boost=Vpv_maxL*(Vdc-n*Vpv_maxL)*Ts/(0.1*Ipv*Vdc); %Inductor del
convertidor DC-DC elevador aislado en H
% ----- CÁLCULO DEL CAPACITOR DEL PV Cpv -----
Area_bajo_curva_iL_boost=(2.5E-5*1.75)/2;
Cpv=Area_bajo_curva_iL_boost/(0.01*Vpv); %Capacitor a la salida del
PV en F

% ----- CÁLCULO DEL INDUCTOR DE LA BATERÍA L_bat -----
RLbat=0.1; % Resistencia del Inductor en ohm
d=1-Vbat/Vdc; % Señal de modulación
Ibat=Po/Vbat; % Corriente de salida máxima de las baterias en A
Lbat=Vdc*Ts/(4*0.1*Ibat); % Inductancia en H

%% Parámetros del Inversor
f0=60; % Frecuencia de la línea en Hz
Vo=169.7; % Voltaje pico en la carga en V
Vo_rms=Vo/sqrt(2); % Voltaje RMS en la carga en V
Vinv=Vo; % Voltaje pico de salida del inversor en V
m=Vinv/Vdc; % Índice de modulación
Ro=Vo_rms^2/Po; % Resistencia de carga en ohm
Iac=Po/Vinv;
Idc=Vinv*Iac/Vdc;
Io_rms=Po/Vo_rms;

% ----- CÁLCULO DEL CAPACITOR Cdc -----
Area=0.037416857429109; % Área bajo la curva de corriente del
capacitor
Cdc=Area/(0.01*Vdc); %Capacitancia de enlace DC en F
```

```

Rc=0.1; % Resistencia de Cdc en ohm

% ----- CÁLCULO DEL FILTRO LC -----
fc=1000; % Frecuencia de corte del filtro
RLf=0.1; % Resistencia del inductor del filtro LC en ohm
Lf=433E-6; % Inductor del filtro de salida en H
Cf=1/(4*pi^2*Lf*fc^2); % Capacitor del filtro de salida en F
Rf=0.177/1.39; % Resistencia serie equivalente ESR del filtro LC
w0=2*pi*f0; % Frecuencia de la línea en rad/s

%% Diseño del Controlador del PV
Gp_Vpv=tf(-Vdc/(n*L_boost*Cpv), [1 RL_boost/L_boost
1/(L_boost*Cpv)]); % Ganancia de la planta

PM_Vpv=60; % Margen de fase en grados
BW_Vpv=2e3; % Ancho de banda en Hz

Gc_Vpv=-K_Factor(-Gp_Vpv,BW_Vpv,PM_Vpv); % Ganancia del controlador
con la técnica del Factor K

Gol_Vpv=Gp_Vpv*Gc_Vpv; % Ganancia de lazo abierto
Gcl_Vpv=feedback(Gol_Vpv,1); % Ganancia de lazo cerrado

figure(1) % Abre una ventana de gráfico
bode(Gol_Vpv); % Genera el diagrama de bode de la ganancia de lazo
abierto
grid % Añade una cuadrícula a la gráfica

figure(2) % Abre una ventana de gráfico
step(Gcl_Vpv); % Genera un gráfico de respuesta al escalón de la
ganancia de lazo cerrado
grid % Añade una cuadrícula a la gráfica

%% Diseño del Controlador Batería
Gp_Ibat=tf(-Vdc, [Lbat RLbat]); % Ganancia de la planta Ibat/d
Gp_ECdc=tf([Vbat], [1 0]); % Ganancia de la planta ECdc/Ibat

PM_Ibat=60; % Margen de fase del lazo de corriente en grados
BW_Ibat=2e3; % Ancho de banda del lazo de corriente en Hz

PM_ECdc=60; % Margen de fase del lazo de voltaje en grados
BW_ECdc=50; % Ancho de banda del lazo de voltaje en Hz (Puede ser 10
o 50)

Gc_Ibat=-K_Factor(-Gp_Ibat,BW_Ibat,PM_Ibat); % Ganancia del
controlador de corriente de la técnica del Factor K
Gc_ECdc=K_Factor(Gp_ECdc,BW_ECdc,PM_ECdc); % Ganancia del
controlador de voltaje de la técnica del Factor K

Gol_Ibat=Gp_Ibat*Gc_Ibat; % Ganancia del lazo de corriente

```

```

Gcl_Ibat=feedback(Gol_Ibat,1); % Ganancia de lazo cerrado de corriente
Gol_ECdc=Gp_ECdc*Gc_ECdc; % Ganancia del lazo de voltaje
Gcl_ECdc=feedback(Gol_ECdc,1); % Ganancia de lazo-cerrado de voltaje

% Gráficos
figure(3) % Abre una ventana de gráfico
bode(Gol_Ibat) % Genera el diagrama de bode de la ganancia del lazo de corriente
grid % Añade una cuadrícula a la gráfica

figure(4) % Abre una ventana de gráfico
step(Gcl_Ibat) % Genera un gráfico de respuesta al escalón de la ganancia de corriente de lazo cerrado
grid % Añade una cuadrícula a la gráfica

figure(5) % Abre una ventana de gráfico
bode(Gol_ECdc) % Genera el diagrama de bode de la ganancia de voltaje de lazo abierto
grid % Añade una cuadrícula a la gráfica

figure(6) % Abre una ventana de gráfico
step(Gcl_ECdc) % Genera un gráfico de respuesta al escalón de la ganancia de voltaje de lazo cerrado
grid % Añade una cuadrícula a la gráfica

%% Diseño del controlador del Inversor
Gp_ILf=tf(Vdc*[(Ro+Rf)*Cf 1],[Lf*Cf*(Ro+Rf)
(Lf+Cf*(Ro*Rf+RLf*Ro+RLf*Rf)) Ro+RLf]); % Ganancia de la planta ILf/m
Gp_Vo=tf(Ro*[Rf*Cf 1],[Cf*(Ro+Rf) 1]); % Ganancia de la planta Vo/ILf

PM_ILf=60; % Margen de fase del lazo de corriente en grados
BW_ILf=4e3; % Ancho de banda del lazo de corriente en Hz

PM_Vo=60; % Margen de fase del lazo de voltaje en grados
BW_Vo=0.8e3; % Ancho de banda del lazo de voltaje en Hz

Gc_ILf=K_Factor(Gp_ILf,BW_ILf,PM_ILf); % Ganancia del controlador de corriente de la técnica del Factor K
Gc_Vo=K_Factor(Gp_Vo,BW_Vo,PM_Vo); % Ganancia del controlador de voltaje de la técnica del Factor K

Gol_ILf=Gp_ILf*Gc_ILf; % Ganancia del lazo de corriente
Gcl_ILf=feedback(Gol_ILf,1); % Ganancia de lazo cerrado de corriente

Gol_Vo=Gp_Vo*Gc_Vo; % Ganancia del lazo de voltaje
Gcl_Vo=feedback(Gol_Vo,1); % Ganancia de lazo-cerrado de voltaje

```



```
% Gráficos
figure(7) % Abre una ventana de gráfico
bode(Gol_ILf) % Genera el diagrama de bode de la ganancia del lazo
de corriente
grid % Añade una cuadrícula a la gráfica

figure(8) % Abre una ventana de gráfico
step(Gcl_ILf) % Genera un gráfico de respuesta al escalón de la
ganancia de corriente de lazo cerrado
grid % Añade una cuadrícula a la gráfica

figure(9) % Abre una ventana de gráfico
bode(Gol_Vo) % Genera el diagrama de bode de la ganancia de voltaje
de lazo abierto
grid % Añade una cuadrícula a la gráfica

figure(10) % Abre una ventana de gráfico
step(Gcl_Vo) % Genera un gráfico de respuesta al escalón de la
ganancia de voltaje de lazo cerrado
grid % Añade una cuadrícula a la gráfica
```