

UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA



Profesor Patrocinante:
Dr. Lautaro D. Salazar S.

Informe de Memoria de Título
para optar al título de:
Ingeniero Civil Electrónico

**Análisis y Diseño de Microconvertidores DC-DC tipo
Flyback para una Central Fotovoltaica conectada a la
Red**

UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN
Facultad de Ingeniería
Departamento de Ingeniería Eléctrica

Profesor Patrocinante:
Dr. Lautaro D. Salazar S.

Análisis y Diseño de Microconvertidores DC-DC tipo Flyback para una Central Fotovoltaica conectada a la Red

Mauricio Alejandro Reyes Pacheco

Informe de Memoria de Título
para optar al Título de

Ingeniero Civil Electrónico

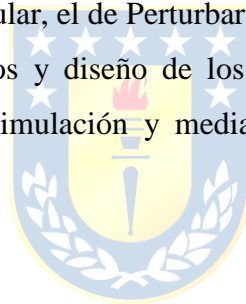
Octubre 2014

Resumen

La generación de energía eléctrica a partir de recursos renovables no convencionales es un tema que se ha planteado de manera imperativa durante las últimas décadas como alternativa a los elementos no renovables para la generación de electricidad. A su vez, estos sistemas de generación de energía eléctrica no convencionales han dado a pie que las personas implementen su propia fuente de energía eléctrica y tengan la posibilidad de inyectar su energía a la red eléctrica, abaratando sus costos energéticos.

Este trabajo de memoria de título consiste en el análisis y diseño de Microconvertidores DC-DC tipo Flyback conectados a la red eléctrica, estudiando la tecnología existente en la actualidad, la base teórica del convertidor Flyback en modo de operación discontinua y una propuesta de topología de dos convertidores conectados en paralelo, incluyendo en cada módulo un circuito Snubber pasivo sin pérdidas y un sistema de control basado en el seguimiento del punto de máxima potencia de cada panel a partir de un algoritmo, en particular, el de Perturbar y Observar.

A partir de los estudios teóricos y diseño de los tópicos mencionados anteriormente, se comprueban los resultados mediante simulación y mediante la implementación de un prototipo experimental.





“Y al Final, el amor que tú tomas es igual al amor que tú creas”

Agradecimientos

En primer lugar agradezco a mis padres por su apoyo incondicional y por su enorme esfuerzo para que pudiera sacar adelante esta memoria, esta carrera y todos los proyectos y hobbies que he incursionado a lo largo de mi vida y seguiré incursionando.

A mi hermano por su compañía, sus bromas, su cocina (eres un gran cocinero) y por cuidarnos y apoyarnos el uno al otro cuando alguno se encuentra mal.

A mis tíos y tías, primos y primas de lado Reyes y Pacheco, a mi abuelita Eliana y a mi tata Ricardo que está en el cielo. Muchas gracias por su cariño y hacer de mi vida universitaria en Concepción más llevadera. Mención a Jorge Reyes Navarro por, además de lo anterior, ayudarme a confeccionar este informe.

A Vanessa Salas, el cual su amor, apoyo incondicional y consejos han sido muy importantes para mí en el tiempo que estamos juntos. Conocerme y ser tu pareja han sido de las cosas más lindas que me han pasado en la vida y recuerda: Pase lo que pase, nosotros vamos a conquistar El Mundo.

A Carlos Molina, quien ha sido mi mejor amigo desde hace más de 18 años cuando llegué con mi familia a vivir a Osorno, y también un gran compañero en la música, en especial el rock. Agradezco mucho poder ser partícipe de sus proyectos.

A mis amigos y compañeros de la universidad Felipe Fuentes, Alvaro Hormazabal, Natalia Pérez, Pablo Castro, Danilo Bonometti (“esto fue un error”), Emerson Cancino, Alvaro Coronado, Luis Olave, Daniel Jana, Francisco Inostroza, a “Los Tapires”, etc.. A ellos y a gente que no pude mencionar por asunto de espacio, pero que por ningún motivo los he olvidado, les agradezco por su amistad y apoyo durante todos estos años.

A Roja Electrónica, que a pesar de no ser campeones en los torneos, somos los campeones en la buena onda, compañerismo y amistad.

A Huenullan, Australis, La Torre de Babel, Momentum Rockero y cada uno de los proyectos musicales en los he tenido la oportunidad de participar. Muchas gracias por invitarme.

Al Grupo Guías y Scout Osorno College, que a pesar de que últimamente no he estado en contacto con ellos, sigo recordando y agradeciendo cada una de las vivencias y enseñanzas que obtuve gracias a ustedes.

Finalmente, a cada uno de los miembros del Laboratorio de Convertidores Estáticos por darme un espacio, poder trabajar y compartir con ustedes y brindarme toda su ayuda y apoyo en todo este proceso de memoria de título.

Tabla de Contenidos

LISTA DE TABLAS	IX
LISTA DE FIGURAS	X
NOMENCLATURA.....	XIII
ABREVIACIONES.....	XV
CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. CONTENIDO DE LA TESIS.....	1
1.2. PRESENTACIÓN GENERAL	2
1.3. REVISIÓN DE ANTECEDENTES Y BIBLIOGRAFÍA	4
1.3.1. CONVERTIDOR DC-DC FLYBACK.....	4
1.3.2. MICROINVERSOR Y MICROCONVERTIDOR.....	5
1.3.3. INVERSORES/MICROINVERSORES TIPO FLYBACK.....	6
1.3.4. ETAPA DC-DC MICROINVERSORES	7
1.3.5. TRANSFORMADOR CONVERTIDOR FLYBACK.....	8
1.3.6. CIRCUITO SNUBBER.....	8
1.3.7. ALGORITMOS MPPT.....	9
1.3.8. INVERSOR MONOFÁSICO FUENTE DE CORRIENTE.....	10
1.3.9. TOPOLOGÍAS MULTINIVEL PARA CENTRALES FOTOVOLTAICAS.....	11
1.3.10. DISCUSIÓN.....	12
1.4. HIPÓTESIS DE TRABAJO	13
1.5. OBJETIVOS	13
1.5.1. OBJETIVO GENERAL.....	13
1.5.2. OBJETIVOS ESPECÍFICOS	13
1.6. ALCANCES Y LIMITACIONES	13
1.7. METODOLOGÍA	14
1.7.1. HARDWARE.....	14
1.7.2. SOFTWARE.....	14
CAPÍTULO 2. CONCEPTO DE MICROCONVERTIDOR Y PROPUESTA DE TOPOLOGÍA	15
2.1. INTRODUCCIÓN	15
2.2. MICROCONVERTIDOR DC-DC	15
2.2.1. VENTAJAS Y DESVENTAJAS DEL MICROCONVERTIDOR.....	17
2.2.2. MICROINVERSOR.....	17
2.2.3. VENTAJAS DEL MICROCONVERTIDOR SOBRE EL MICROINVERSOR.....	18
2.3. PROPUESTA DE TOPOLOGÍA	19
2.4. ALCANCES DE ANÁLISIS Y DISEÑO DE TOPOLOGÍA.....	21
CAPÍTULO 3. ANÁLISIS Y DISEÑO ETAPA DE POTENCIA.....	22
3.1. INTRODUCCIÓN	22
3.2. CONVERTIDOR FLYBACK	22
3.2.1. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO	23
3.2.2. ANÁLISIS EN MODO DE OPERACIÓN DISCONTINUA (DCM)	23
3.2.2.1. Origen del Modo de Operación Discontinua	23
3.2.2.2. Análisis del Modo de Operación Discontinua.....	25
3.3. CONVERTIDORES FLYBACK ENTRELAZADOS	29
3.4. DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA.....	31
3.4.1. TRANSFORMADOR.....	33
3.4.2. FILTRO DE ENTRADA AL CONVERTIDOR	37
3.4.3. FILTRO DE SALIDA Y CARGA.....	39
3.5. ANÁLISIS Y DISEÑO DEL CIRCUITO DE EXCITACIÓN	40
3.5.1. CONCEPTO GENERAL.....	40
3.5.2. CIRCUITO DE EXCITACIÓN PARA MOSFET.....	40

3.5.3.	<i>DISEÑO DEL CIRCUITO DE EXCITACIÓN</i>	42
3.6.	PROTECCIONES A LA ETAPA DE POTENCIA.....	44
3.7.	OTROS CRITERIOS DE DISEÑO.....	47
3.8.	VERIFICACIÓN DE LA ETAPA DE POTENCIA EN LAZO ABIERTO.....	49
CAPÍTULO 4. ANÁLISIS Y DISEÑO DEL CIRCUITO SNUBBER		53
4.1.	CONCEPTO GENERAL.....	53
4.2.	TIPOS DE CIRCUITOS SNUBBER.....	53
4.3.	CIRCUITO SNUBBER PASIVO SIN PÉRDIDAS.....	55
4.3.1.	<i>ANÁLISIS DE OPERACIÓN CIRCUITO SNUBBER PASIVO SIN PÉRDIDAS</i>	56
4.3.2.	<i>DISEÑO DEL CIRCUITO SNUBBER PASIVO SIN PÉRDIDAS</i>	62
4.3.2.1.	<i>Diseño del Inductor Snubber</i>	62
4.3.2.2.	<i>Diodos snubber D_{sn1} y D_{sn2}</i>	63
4.3.2.3.	<i>Otras especificaciones</i>	64
4.4.	VERIFICACIÓN DEL FUNCIONAMIENTO DEL SNUBBER PASIVO SIN PÉRDIDAS.....	64
CAPÍTULO 5. ANÁLISIS Y DISEÑO DE LA ETAPA DE CONTROL		67
5.1.	INTRODUCCIÓN.....	67
5.2.	ALGORITMO MPPT.....	67
5.2.1.	<i>TIPOS DE ALGORITMOS MPPT</i>	68
5.2.1.1.	<i>Perturbar y Observar</i>	69
5.2.1.2.	<i>Control de Realimentación dP/dV</i>	69
5.2.1.3.	<i>Conductancia Incremental</i>	70
5.2.2.	<i>ELECCIÓN DE ALGORITMO MPPT</i>	70
5.3.	DISEÑO DE CIRCUITO DE ADQUISICIÓN DE DATOS.....	72
5.3.1.	<i>SENSOR DE VOLTAJE</i>	73
5.3.2.	<i>SENSOR DE CORRIENTE</i>	76
5.3.3.	<i>ALIMENTACIÓN PARA SENSORES Y AMPLIFICADORES OPERACIONALES</i>	78
5.4.	DISEÑO Y PROGRAMACIÓN DEL ALGORITMO MPPT.....	79
5.4.1.	<i>PROGRAMACIÓN DEL ALGORITMO MPPT P & O</i>	81
5.5.	SIMULACIONES.....	83
5.5.1.	<i>MICROCONVERTIDORES FLYBACK CON SISTEMA DE CONTROL MPPT PARA CAMBIOS HOMOGÉNEOS DE IRRADIACIÓN A TEMPERATURA CONSTANTE</i>	84
5.5.2.	<i>MICROCONVERTIDORES FLYBACK CON SISTEMA DE CONTROL MPPT PARA CAMBIOS HOMOGÉNEOS DE TEMPERATURA A IRRADIACIÓN CONSTANTE</i>	86
5.5.3.	<i>MICROCONVERTIDORES FLYBACK CON SISTEMA DE CONTROL MPPT PARA CAMBIOS DIFERENCIADOS DE IRRADIACIÓN A TEMPERATURA CONSTANTE</i>	88
5.5.4.	<i>MICROCONVERTIDORES FLYBACK CON SISTEMA DE CONTROL MPPT PARA CAMBIOS DIFERENCIADOS DE TEMPERATURA A IRRADIACIÓN CONSTANTE</i>	90
CAPÍTULO 6. IMPLEMENTACIÓN, PRUEBAS Y RESULTADOS		92
6.1.	LISTADO DE COMPONENTES.....	92
6.2.	DIAGRAMA ESQUEMÁTICO.....	95
6.3.	DIAGRAMAS DE CIRCUITOS IMPRESOS.....	99
6.4.	SET-UP DEL LABORATORIO.....	101
6.5.	PRUEBAS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES.....	103
6.5.1.	<i>PRUEBA EN LAZO ABIERTO</i>	103
6.5.2.	<i>PRUEBA CON MÓDULOS FOTOVOLTAICOS</i>	105
6.6.	DISCUSIÓN.....	108
CAPÍTULO 7. CONCLUSIONES		110
7.1.	SUMARIO.....	110
7.2.	CONCLUSIONES.....	110
7.3.	TRABAJO FUTURO.....	111
BIBLIOGRAFÍA		113
ANEXO A. MÓDULO FOTOVOLTAICO		116

A.1.	INTRODUCCIÓN	116
A.2.	MODELO ELÉCTRICO CELDA SOLAR	116
A.3.	CURVAS CARACTERÍSTICAS V-I, V-P	118
A.3.1.	<i>EFEECTO DEL CAMBIO DE IRRADIACIÓN EN LA CURVA V-I</i>	119
A.3.2.	<i>EFEECTO DEL CAMBIO DE TEMPERATURA EN LA CURVA V-I</i>	119
ANEXO B.	ANÁLISIS MATEMÁTICO DEL CONVERTIDOR FLYBACK EN DCM	121
B.1.	FUNCIONAMIENTO DEL CONVERTIDOR FLYBACK EN DCM	121
B.2.	ANÁLISIS EN PEQUEÑA SEÑAL DEL CONVERTIDOR FLYBACK EN DCM	125
B.2.1.	<i>ANÁLISIS PREVIO</i>	125
B.2.2.	<i>MODELO PROMEDIO</i>	127
B.2.3.	<i>MODELO EN PEQUEÑA SEÑAL</i>	132
ANEXO C.	NÚCLEO TRANSFORMADOR	136



Lista de Tablas

TABLA 3.1 Parámetros de Panel Fotovoltaico JS185D.....	31
TABLA 3.2 Parámetros de Diseño Convertidor.	32
TABLA 3.3 Parámetros efectivos núcleo 0P48020EC.	34
TABLA 3.4 Parámetros Microchip PIC18F4550.	42
TABLA 3.5 Parámetros Optoacoplador HCPL-3120.	42
TABLA 4.1 Parámetros Núcleo Toroidal.	62
TABLA 5.1 Parámetros Sensor de Voltaje LEM LV25-P.....	72
TABLA 5.2 Parámetros Sensor de Corriente LEM HX-05.	73
TABLA 5.3 Parámetros NDTD0515.	78
TABLA 6.1 Componentes Circuito de Potencia.....	92
TABLA 6.2 Componentes Circuito de Potencia (Continuación).....	93
TABLA 6.3 Componentes Circuito de Adquisición.....	94
TABLA 6.4 Componentes Circuito de Adquisición (Continuación).....	94
TABLA 6.5 Otros componentes y Fuentes de alimentación.....	95
TABLA 6.6 Equipos de Medición y Visualización de voltaje y corriente.	103
TABLA 6.7 Registro de Variables convertidor 2 de septiembre.	108



Lista de Figuras

Fig. 1.1 Efecto del sombreado en topologías fotovoltaicas.....	3
Fig. 1.2 Circuito Inversor tipo Flyback de la publicación [7].	11
Fig. 1.3 Topología de tres puertos propuesto en publicación [8].	11
Fig. 1.4 Topología multinivel propuesta en publicación [23].	12
Fig. 2.1 Diagrama en bloques sistema fotovoltaico con Microconvertidor DC-DC.....	15
Fig. 2.2 Diagrama en bloques topologías de sistemas con Microconvertidores DC-DC.....	16
Fig. 2.3 Diagrama en bloques sistema fotovoltaico con microinversores.....	18
Fig. 2.4 Topología de Microconvertidores tipo Flyback conectados en paralelo Memoria de Título.	20
Fig. 3.1 Circuito Convertidor Flyback.	22
Fig. 3.2 Formas de onda de corrientes del convertidor Flyback en CCM.....	25
Fig. 3.3 Formas de onda de corrientes del convertidor Flyback en Condición de Frontera.	25
Fig. 3.4 Formas de onda de corrientes del convertidor Flyback en DCM.	25
Fig. 3.5 Estados del Convertidor Flyback en DCM.	27
Fig. 3.6 Corriente de la inductancia de magnetización, corriente de entrada y corriente del diodo del Convertidor Flyback en DCM.....	28
Fig. 3.7 Voltaje del lado primario del transformador y corriente del condensador del Convertidor Flyback en DCM.	28
Fig. 3.8 Convertidores Flyback Entrelazados.	29
Fig. 3.9 Señales PWM, corrientes primarias y corrientes de los diodos de los convertidores Flyback entrelazados.	30
Fig. 3.10 Módulo Microconvertidor tipo Flyback a diseñar.	31
Fig. 3.11 Coeficiente de Fourier de la Corriente de Panel Fotovoltaico normalizado.....	38
Fig. 3.12 Circuito de Excitación.....	41
Fig. 3.13 Tipos de aislación eléctrica para la señal de control.....	41
Fig. 3.14 Entrada del Microconvertidor Flyback incluyendo fusible.	46
Fig. 3.15 Entrada del Microconvertidor Flyback incluyendo diodo de bloqueo.....	46
Fig. 3.16 Microconvertidores Flyback en lazo abierto para Simulación en PSIM.	49
Fig. 3.17 Formas de onda Microconvertidores Flyback en lazo abierto y pulsos sincronizados.....	50
Fig. 3.18 Formas de onda Microconvertidores Flyback en lazo abierto y pulsos desplazados en $T_s/2$	51
Fig. 4.1 Efecto de la inductancia de dispersión en transformador del convertidor flyback.	54
Fig. 4.2 Convertidores Flyback con circuitos de protección.....	55
Fig. 4.3 Circuito snubber sin pérdidas equivalente típico.	56
Fig. 4.4 Modo 1 Circuito Snubber sin pérdidas del Convertidor Flyback.	57
Fig. 4.5 Modo 2 Circuito Snubber sin pérdidas del Convertidor Flyback.	58
Fig. 4.6 Modo 3 Circuito Snubber sin pérdidas del Convertidor Flyback.	59
Fig. 4.7 Modo 4 Circuito Snubber sin pérdidas del Convertidor Flyback.	59
Fig. 4.8 Formas de onda del Convertidor Flyback en conjunto al snubber sin pérdidas.	60
Fig. 4.9 Comparación del voltaje del switch convertidor Flyback con y sin circuitos snubber.....	61
Fig. 4.10 Convertidor Flyback para Simulación en Multisim para pruebas del circuito snubber.....	66
Fig. 4.11 Formas de onda Circuito Snubber Pasivo sin Pérdidas en Convertidor Flyback.	66
Fig. 5.1 Diagrama en bloques sistema fotovoltaico incluyendo cuadro MPPT.	67
Fig. 5.2 Curvas Características de un módulo fotovoltaico.	68
Fig. 5.3 Diagrama en bloques algoritmo MPPT Perturbar y Observar.	69

Fig. 5.4 Diagrama en bloques algoritmo MPPT de Conductancia Incremental.....	71
Fig. 5.5 Diagrama en bloques Circuito de Adquisición.....	72
Fig. 5.6 Circuito Equivalente del Sensor de Voltaje LEM LV25-P.....	74
Fig. 5.7 Seguidor de Voltaje para señal de salida LEM LV25-P.....	75
Fig. 5.8 Representación de los pines del sensor de corriente LEM HX-05.....	76
Fig. 5.9 Amplificador No Inversor para señal de salida LEM HX-05.....	77
Fig. 5.10 Circuito de alimentación con NDTD0515.....	78
Fig. 5.11 Diagrama en Bloques de estrategia de control.....	79
Fig. 5.12 Software de Programación de Microcontrolador MPLAB 8.87.....	80
Fig. 5.13 Software de Ejecución de Código C HID Bootloader 2.9a.....	80
Fig. 5.14 Diagrama de Flujo Algoritmo MPPT Perturbar y Observar a implementar.....	81
Fig. 5.15 Diagrama de Flujo de programación del microcontrolador.....	82
Fig. 5.16 Microconvertidores Flyback para Simulación en PSIM.....	83
Fig. 5.17 Formas de onda Microconvertidores Flyback ante cambios homogéneos de irradiación a temperatura constante.....	85
Fig. 5.18 Formas de onda Microconvertidores Flyback ante cambios homogéneos de temperatura a irradiación constante.....	87
Fig. 5.19 Formas de onda Microconvertidores Flyback ante cambios diferenciados de irradiación a temperatura constante.....	89
Fig. 5.20 Formas de onda Microconvertidores Flyback ante cambios diferenciados de temperatura a irradiación constante.....	91
Fig. 6.1 Esquemático Circuito de Potencia Microconvertidores Flyback.....	96
Fig. 6.2 Esquemático Circuito de Excitación Microconvertidores Flyback.....	96
Fig. 6.3 Esquemático Circuitos de Adquisición Microconvertidores Flyback.....	97
Fig. 6.4 Esquemático Conexiones de Microcontrolador PIC18F4550.....	98
Fig. 6.5 Circuito Impreso Lado Primario Microconvertidores tipo Flyback (tamaño reducido).....	99
Fig. 6.6 Circuito Impreso Lado Secundario Microconvertidores tipo Flyback (tamaño reducido).....	100
Fig. 6.7 Circuito Impreso Salida Microconvertidores tipo Flyback.....	100
Fig. 6.8 Circuito Impreso Adquisición de Voltaje y Corriente de Paneles Fotovoltaicos (tamaño reducido).....	101
Fig. 6.9 Set-up de prototipo experimental microconvertidores Flyback.....	102
Fig. 6.10 Formas de onda Microconvertidores Flyback en lazo abierto.....	104
Fig. 6.11 Sistema de Microconvertidores Flyback completo en funcionamiento.....	105
Fig. 6.12 Formas de onda Microconvertidores Flyback en experimento con paneles fotovoltaicos.....	106
Fig. 6.13 Formas de onda Microconvertidores Flyback sin impacto de carga.....	107
Fig. 6.14 Formas de onda Microconvertidores Flyback ante impacto de carga.....	108
Fig. A.1 Circuito Equivalente de una celda solar.....	117
Fig. A.2 Curvas Características de un módulo fotovoltaico.....	118
Fig. A.3 Curva V-I del Módulo Fotovoltaico para distintos valores de radiación.....	119
Fig. A.4 Curva V-I del Módulo Fotovoltaico para distintos valores de temperatura.....	120
Fig. B.1 Radio de Conversión y valores de K para el convertidor Flyback en DCM.....	125
Fig. B.2 Transformación de Convertidor Flyback a circuito equivalente Buck-Boost.....	126
Fig. B.3 Modelo Switch-Diodo.....	127
Fig. B.4 Formas de onda Circuito equivalente Buck-Boost considerando el Modelo Switch-Diodo.....	129
Fig. B.5 Modelo Promedio.....	131

Fig. B.6 Modelo en Pequeña Señal.	133
Fig. B.7 Modelo en Pequeña Señal simplificado del Circuito Buck-Boost equivalente.....	135
Fig. C.1 Dimensiones del núcleo de ferrita 0P48020EC.....	136



Nomenclatura

Escalares

$V_{pv,min}$: Voltaje mínimo panel fotovoltaico
$V_{pv,max}$: Voltaje máximo panel fotovoltaico
D_{max}	: Duty Cycle máximo
D_{min}	: Duty Cycle mínimo
v_{pri}	: Voltaje primario del transformador
V_s	: Voltaje de alimentación
di_{Lm}/dt	: Variación instantánea de la corriente de magnetización c/r al tiempo
$\Delta i_{Lm}/\Delta t$: Variación constante de la corriente de magnetización c/r al tiempo
D	: Ciclo de trabajo del convertidor
T_s	: Periodo de conmutación del transistor
V_o	: Voltaje de salida
f_s	: Frecuencia de Conmutación del transistor
$M(D)$: Radio de conversión de voltaje DC en modo de operación continuo
K	: Valor adimensional que mide la tendencia de un convertidor para operar en modo discontinuo
$K_{crit}(D)$: Valor crítico que está en la frontera de los modos CCM y DCM
V_D	: Voltaje del diodo
ΔV_o	: Variación del voltaje de salida
C_{pv}	: Capacitancia de entrada
K_D	: Factor de relación entre voltaje máximo y voltaje mínimo de entrada
A_c	: Área de bobinado
A_e	: Área efectiva del núcleo
L_m	: Inductancia de magnetización
$I_{Lm,max}$: Corriente máxima de magnetización
d	: Diámetro del alambre lado primario
B_{max}	: Densidad de flujo magnético máximo
l_g	: Longitud de Espacio de Aire del núcleo transformador
N_p	: Número de vueltas primario transformador
N_s	: Número de vueltas secundario transformador
μ_o	: Permeabilidad magnética del vacío
$\mu_{r,aire}$: Permeabilidad magnética relativa del aire
P_o	: Potencia de salida
C	: Capacitancia de filtro
R	: Resistencia de carga
V_{OL}	: Voltaje de salida bajo microcontrolador
V_{OH}	: Voltaje de salida alto microcontrolador
V_{DD}	: Voltaje de alimentación microcontrolador
I_O	: Corriente de salida microcontrolador (Corriente del LED)
V_F	: Voltaje del LED encendido
I_{CC}	: Corriente de suministro optoacoplador
V_{CC}	: Voltaje de suministro positivo optoacoplador
V_{EE}	: Voltaje de suministro negativo optoacoplador
$E_{sw}(R_G, Q_G)$: Energía disipada en el HCPL-3120 por cada ciclo de switcheo del transistor

P_T	: Disipación de potencia optoacoplador
P_E	: Potencia de emisión
$P_{O,opto}$: Potencia de salida optoacoplador
$P_{O,bias}$: Potencia de salida BIAS optoacoplador
$P_{O,switching}$: Potencia de salida de switcheo optoacoplador
R_G	: Resistencia de salida optoacoplador
$I_{OL,peak}$: Corriente baja peak del optoacoplador
Q_G	: Carga electrostática optoacoplador
L_r	: Inductancia de resonancia
C_r	: Capacitancia de resonancia
f_r	: Frecuencia de resonancia
$V_{PIC,V}$: Voltaje de salida del LEM LV25-P acondicionada para el PIC18F4550
$V_{PIC,I}$: Voltaje de salida del LEM HX-05 acondicionada para el PIC18F4550
$V_{out,I}$: Voltaje de salida del LEM HX-05
R_a	: Resistencia entrada inversora
R_F	: Resistencia de realimentación



Abreviaciones

Mayúsculas

DC-DC	: Corriente Continua a Corriente Continua.
DC-AC	: Corriente Continua a Corriente Alterna.
MPPT	: Maximum Power Point Tracking (Seguimiento del Punto de Máxima Potencia).
CCM	: Continuous Current Mode (Modo de Corriente Continua).
DCM	: Discontinuous Current Mode (Modo de Corriente Discontinua).
BCM	: Boundary Current Mode (Modo de Corriente de Frontera).
PV	: Photovoltaic (Fotovoltaico/ Panel Fotovoltaico).
P&O	: Perturbar y Observar.
DC	: Corriente Continua.
EMI	: Electromagnetic Interference (Interferencia Electromagnética).
PWM	: Pulse Width Modulation (Modulación de Ancho de Pulso).



Capítulo 1. Introducción

1.1. Contenido de la Tesis

Este trabajo de memoria de título consiste en el análisis y diseño de Microconvertidores DC-DC tipo Flyback para centrales fotovoltaicas conectadas a la red eléctrica, abordando sus características generales y analizando sus ventajas y desventajas con respecto a otras topologías fotovoltaicas. A su vez, se analiza y diseña el convertidor DC-DC basado en la topología Flyback en modo de operación discontinuo conectados en paralelo y se diseña el algoritmo de control basado en el Seguimiento del Punto de Máxima Potencia del panel fotovoltaico que suministrará la alimentación al circuito principal.

Con respecto al contenido de la memoria de título, los capítulos se estructuran de la siguiente forma:

- En este capítulo se realiza la presentación general del tema, una revisión bibliográfica, se plantea una hipótesis y los objetivos, alcances y metodología de trabajo de esta memoria de título.
- En el Capítulo 2 se realiza el estudio del concepto de Microconvertidor, analizando sus ventajas y desventajas con respecto a otros sistemas existentes y se hace una propuesta de topología basada en convertidores Flyback conectados en paralelo.
- En el Capítulo 3 se procede al estudio de los convertidores Flyback en modo de operación discontinua, su configuración entrelazada y el diseño de la etapa de potencia de la topología.
- En el Capítulo 4 se estudia y diseña el circuito de protección de los transistores, en particular, el Circuito Snubber Pasivo sin Pérdidas.
- En el Capítulo 5 se estudia y analiza la etapa de control del circuito, basada en la implementación de un algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia, corroborando su funcionamiento mediante simulaciones de la topología con el control implementado.
- En el Capítulo 6 se procede a la prueba experimental, detallando listado de componentes, equipos y pruebas realizadas.
- En el Capítulo 7 se comentan las conclusiones y proyectos de trabajo futuros.
- Se agregan anexos, vistos en 7.3.Anexo A y 7.3.Anexo B.

1.2. Presentación General

Durante las últimas décadas se ha avanzado mucho en tecnología aplicada a la generación y obtención de energía eléctrica a través de fuentes no convencionales, como lo son la energía eólica, geotérmica, hidráulica y solar, para el reemplazo de las fuentes de energías no renovables contaminantes como lo son el petróleo, el gas y el carbón. A su vez, la electrónica de potencia juega un rol importante en la conversión de la energía para poder ser utilizadas en aplicaciones industriales, residenciales y para la inyección de ésta a la red eléctrica principal.

En cuanto a la energía solar, la cual es captada a partir de paneles fotovoltaicos, ésta es entregada de forma continua, por lo que se requiere de un inversor, convertidor que transforma la energía DC en energía AC, para las distintas aplicaciones mencionadas en el párrafo anterior. Además, usualmente se requiere una etapa de conversión DC-DC previa para ajustar un voltaje o corriente continuo fijo y que al realizar el seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) de los paneles. Dependiendo de la cantidad de potencia requerida, los paneles fotovoltaicos se agrupan, formando lo que se conoce como arreglo o granja fotovoltaica.

Las configuraciones más comunes de arreglo fotovoltaico consisten en varios paneles en serie y/o en paralelo y luego al equipo encargado de la conversión de energía. El problema presente en estas configuraciones está en que el seguimiento del punto de máxima potencia se hace para el arreglo fotovoltaico como si fuera un gran panel, por lo que al momento de ocurrir una anomalía, como el cruce de una sombra en uno de los paneles, implica por lo tanto una disminución considerable en el rendimiento completo del sistema. En la Fig. 1.1 a) se observa un ejemplo de este fenómeno con 4 paneles en serie conectados a un inversor central, en el cual uno de éstos se ve afectado por una sombra y disminuye su potencia de entrada a un 50%, y por ende, ocasionando una disminución total de la potencia del sistema en un 50%.

Por lo tanto, se proponen las siguientes soluciones: Separar la etapa DC-DC del inversor y hacerlo un equipo independiente en el sistema y que este equipo sea diseñado e implementado para cada panel fotovoltaico (Microconvertidor DC-DC), optimizando el rendimiento del sistema completo al realizar el seguimiento del punto de cada potencia en cada panel por separado y también la pérdida de la potencia suministrada al sistema en caso de una anomalía, como una sombra en uno de los paneles (Fig. 1.1 b)). Además, se propone una configuración de varios microconvertidores en paralelo para fijar una tensión y sumar las corrientes de cada equipo, desplazando además los pulsos de cada uno para mejorar el rizado de corriente de salida. Para esto se utilizará la topología DC-DC

tipo Flyback, el cual es un convertidor que opera como fuente de corriente, lo que permite conectar varios de estos módulos en paralelo.

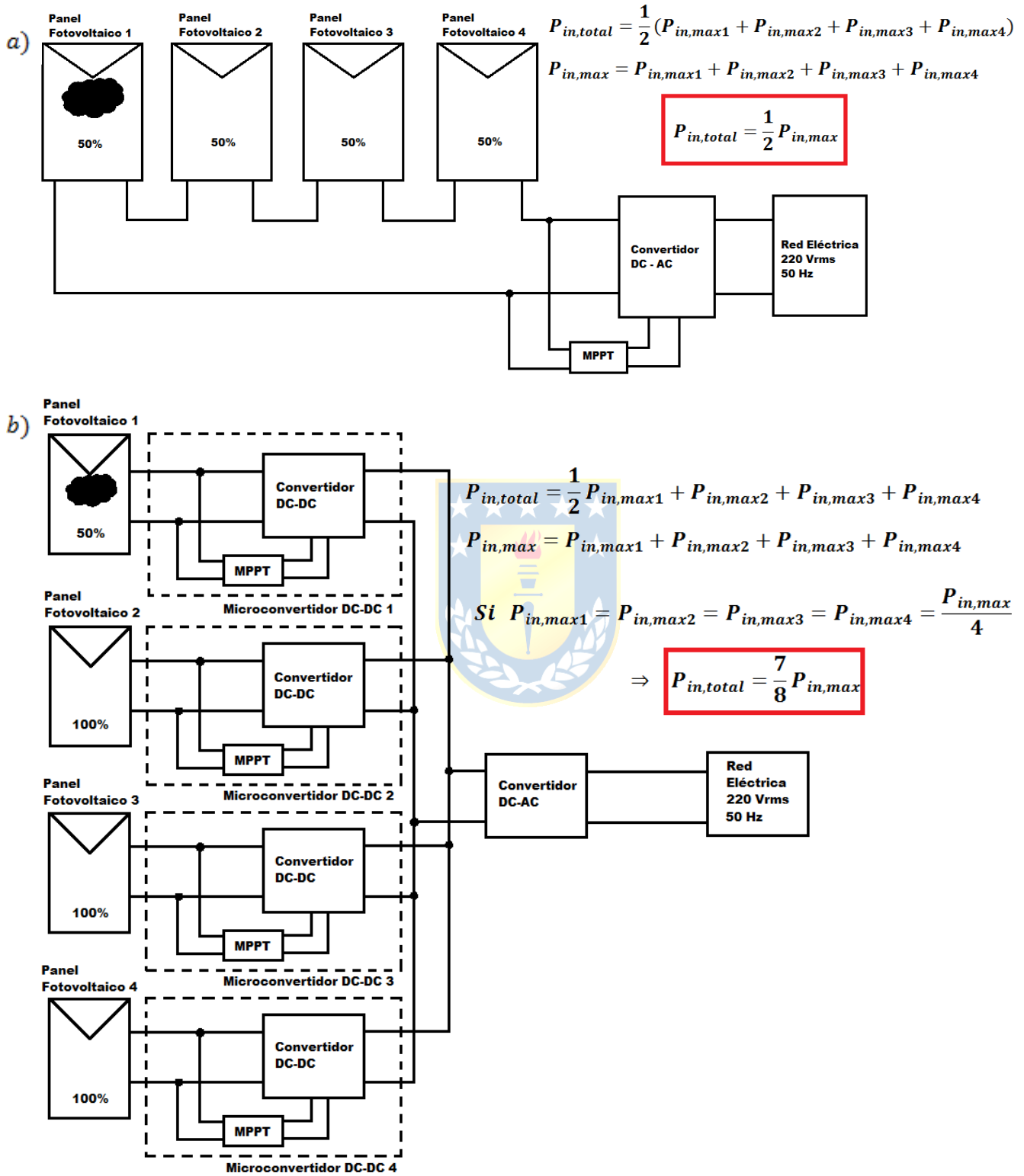


Fig. 1.1 Efecto del sombreado en topologías fotovoltaicas.

(a) Paneles en serie conectados a un inversor central, (b) Topología de microconvertidores conectados en paralelo.

1.3. Revisión de Antecedentes y Bibliografía

Como trabajo previo se toman las revisiones bibliográficas realizadas en las asignaturas de Proyecto de Memoria de Título y Proyecto Electrónico, cuyos temas guardan mucha relación con esta memoria de título. En ambas revisiones bibliográficas, realizadas por medio de la lectura de papers, memorias de título anteriores, libros y otras publicaciones de ingeniería, se abordaron conceptos tales como el convertidor Flyback, el diseño del transformador, microinversores tipo Flyback, topologías multinivel de centrales fotovoltaicas, así como técnicas de control y circuitos de protección. Sumado a los tópicos anteriores, se agregarán otros para un mayor complemento en esta revisión bibliográfica.

1.3.1. Convertidor DC-DC Flyback

♣ Daniel Hart. “Capítulo 7: Fuentes de Alimentación de Corriente Continua,” *Electrónica de Potencia*, [1]

En este capítulo se presenta de las distintas fuentes de alimentación basadas en circuitos conmutados con aislación galvánica. Precisamente el circuito a estudiar es el convertidor flyback, en el cual se basará la topología del microinversor. Se especifica el funcionamiento de este convertidor, las formas de onda, ecuaciones y modos de operación. A su vez, se aborda el tema del control de convertidores DC-DC.

♣ Abraham I. Pressman. “Chapter 4: Flyback Converter Topologies,” *Switching Power Supply Design*, [2].

Este capítulo consiste en el análisis del convertidor Flyback en sus modos DCM y CCM, alcances del diseño del transformador y topologías del convertidor Flyback. De forma particular, para esta memoria de título se pone especial atención en el concepto de Flyback Entrelazado (Interleaved Flyback), que consiste en la conexión de dos Flybacks de forma paralela, lo que permite una disminución del rizado de corriente, entre otras ventajas.

1.3.2. Microinversor y Microconvertidor

♣ Fairchild Semiconductor, “Renewable Energy Solutions, Energy Efficient Components for PV Solar Systems”, 2012, [3].

Esta publicación ilustra los tipos de inversores que se implementan en la actualidad para plantas fotovoltaicas (inversor central, microinversores y microconvertidores), las configuraciones para el arreglo de varios paneles para cada tipo de inversor, las topologías de los inversores, los dispositivos semiconductores recomendados y alternativas para la aislación entre la etapa de señal de control de los switches y la etapa de potencia.

♣ Jeremiah Heilman, Ph.D, “The Solar Microinverter”, IEEE Energy Tech 2012, May 30, 2012, [4].

Este trabajo es una exposición sobre los microinversores y sus ventajas en su uso en comparación a las plantas solares que se basan en un inversor central, contrastándolos con los arreglos para cada caso y sus costos monetarios.

♣ Solar Edge, “8 Ways Power Optimizer are Better by Design”, [5].

Este documento presenta al inicio las ventajas principales que comparten los microconvertidores DC-DC y los microinversores respecto a las centrales fotovoltaicas convencionales, para luego hacer una comparación y justificación de por qué los microconvertidores son mejores que los microinversores, a partir de ocho puntos principales.

♣ Aussie Made Solar, “Micro Inverters versus Traditional String Inverter Systems”, <http://www.aussiemadesolar.com/micro-inverters-explained/>, [6].

Artículo que hace una comparación de los microinversores versus los sistemas inversores tradicionales tipo string (arreglo), describiendo las ventajas y desventajas de cada uno. Por otra parte, estas ventajas y desventajas mencionadas para el microinversor se aplican al microconvertidor.

1.3.3. Inversores/Microinversores tipo Flyback

♣ Anastasios Ch. Kyritsis, Nikolaos P. Papanikolaou, Emmanuel C. Tatakis, and John C. Kobougias. “Design and Control of a current source flyback inverter for decentralized grid-connected photovoltaic systems,” P.1-P.10, EPE-Dresden 2005, [7].

Este trabajo presenta un diseño y estrategia de control de un inversor Flyback para sistemas PV conectados a la red de forma descentralizada, con el propósito de alcanzar altas densidades de potencia, alta eficiencia y una alta regulación del factor de potencia. La Fig. 1.2 ilustra el circuito propuesto. Se realiza una comparación de los límites de transferencia de potencia entre el uso de las técnicas de operación en Modo de Corriente Límite (Boundary Current Mode, BCM) utilizando una frecuencia de conmutación variable y operación en DCM usando una frecuencia de conmutación fija, observando que la transferencia de potencia utilizando la técnica con el BCM es mayor.

♣ Haibing Hu, Souhib Harb, Nasser H. Kutkut, Z. John Shen, and Issa Batarseh. “A Single-Stage Microinverter Without Using Electrolytic Capacitor,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no 6, pp. 2677-2687, Jun. 2013, [8].

En este trabajo presenta una nueva topología microinversora que está orientada a sistemas PV (PV: Photovoltaic, Fotovoltaico en inglés) conectados a la red monofásica. Se propone un microinversor basado en la topología flyback en el cual se agrega un switch para separar el capacitor de desacoplamiento del PV, lo que permite un alto voltaje y ripple de voltaje a través de sus terminales. La ventaja de hacer esto es reducir el tamaño de la capacitancia para el desacoplamiento de potencia, eliminar el ripple de potencia del segundo armónico usando un pequeño capacitor de film, permite usar capacitores más pequeños, pero de un film de larga duración, aumentando la confiabilidad del inversor, y no requiere un circuito adicional para manejar la energía de fuga del transformador. Para la prueba se construye un prototipo de 100W de potencia y se muestran resultados. La Fig. 1.3 ilustra el circuito propuesto para este trabajo.

♣ Sinan Zengin, Firat Deveci, and Mutlu Boztepe. “Decoupling Capacitor Selection in DCM Flyback PV Microinverters Considering Harmonic Distortion,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no 2, pp. 816-825, Feb. 2013, [9].

Este trabajo postula la selección de un valor mínimo de capacitancia de desacoplamiento de un microinversor basado en la topología flyback en Modo de Corriente Discontinua (Discontinuous

Current Mode, DCM), tomando en cuenta el rango de potencia que es capaz de entregar el módulo PV y la Distorsión Armónica Total (Total Harmonic Distortion, THD). A través de resultados teóricos y experimentales, utilizando prototipos de una y dos etapas, se comprueba que la elección del capacitor de desacoplamiento está más influenciada por la THD que por la potencia utilizada del módulo PV.

♣ Haibing Hu, Souhib Harb, Xiang Fang, Dehua Zhang, Qian Zhang, John Shen, and Issa Batarseh. “A Three-Port Flyback for PV Microinverter Applications With Power Pulsation Decoupling Capability,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no 9, pp. 3953-3964, Sep. 2012, [10].

En este trabajo se propone implementar una topología Flyback de tres puertos, el cual uno de éstos está dedicado a la función de desacoplamiento de potencia y, a su vez, reducir el tamaño de la capacitancia de desacoplamiento, permitiendo usar un capacitor con un film de larga vida. Este trabajo también considera la selección de parámetros, control predictivo y control del balance del voltaje DC a través del capacitor de desacoplamiento de potencia. Se realiza un trabajo experimental con un prototipo de 100W concluyendo que la topología propuesta alcanza una buena eficiencia y logrando el desacoplamiento de potencia.

1.3.4. Etapa DC-DC Microinversores

♣ Luciano Andres Garcia Rodriguez, Juan Carlos Balda, “A Comparison of Isolated DC-DC Converters for Microinverters Applications”, IEEE, 2013, [11].

Este paper presenta un análisis detallado de tres topologías aisladas, los cuales son los principales candidatos para la etapa dc-dc de un microinversor de dos etapas. Las topologías consideradas son los convertidores Flyback, Interleaved Flyback y Push-Pull. Se presentan un set de ecuaciones para cada topología y se usan para el diseño de la etapa dc-dc del microinversor con la meta de comparar los rangos de los elementos activos y pasivos en términos de los costos. Se realiza una simulación en Pspice para validar estas ecuaciones.

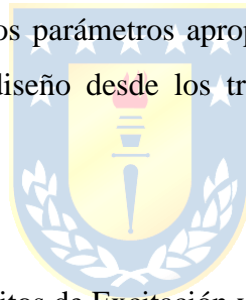
1.3.5. Transformador Convertidor Flyback

♣ Steve Chyo, and Vithi Singh. “Flyback transformer tutorial: function and design,” *EE Times-India*, eetindia.com, pp. 1-2, Apr. 2006, [12].

En esta publicación se explica cada uno de los pasos para el diseño de un transformador Flyback. Entrega datos relevantes como el cálculo de la corriente peak del lado primario, el ciclo de trabajo mínimo, la inductancia de magnetización, la selección del núcleo, la longitud de espacio de aire del núcleo y el número de vueltas para el primario y secundario, entregando un ejemplo. Tiene el detalle de no distinguirse las potencias, por lo que podría ser confuso al momento de realizar los cálculos.

♣ Xiangjun Zhang, Hankui Liu, and Dianguo Xu. “Analysis and Design of the Flyback Transformer,” *IEEE*, pp. 715-719, [13].

Este trabajo explica un método de diseño práctico del transformador, el cual está basado en la forma de la corriente para obtener los parámetros apropiados. El método se comprueba con un experimento. Este trabajo explica el diseño desde los tres modos de operación del convertidor Flyback (CCM, BCM y DCM).



1.3.6. Circuito Snubber

♣ Daniel Hart. “Capítulo 10: Circuitos de Excitación y de Protección,” *Electrónica de Potencia*, [14].

En este capítulo se analizan los distintos circuitos de disparo para cada tipo de transistor, incluyendo MOSFET, IGBT y BJT y se analizan los circuitos de protección en convertidores en el cual su análisis fue simplificado para su estudio en este libro.

♣ Sam Ben-Yaakov and Gregory Ivensky. “Passive Lossless Snubbers for High Frequency PWM Converters,” Power Electronics Laboratory, Department of Electrical and Computer Engineering, Ben-Gurion University of the Negev, March 1999, [15].

Esta publicación explica el concepto del Lossless Snubber (Snubber sin pérdidas), sus ventajas y desventajas con respecto a usar este tipo de Snubber por sobre el resto, el análisis en que están basados estos snubbers, su funcionamiento en distintos convertidores DC-DC, inversores y rectificadores. También explica el diseño del circuito resonante en que se basa este Snubber y el diseño del inductor, uno de los elementos pasivos que posee este circuito de protección.

- ♣ In-Hwan Oh. “Lossless Snubber Circuit in Flyback Converter and Its Utilization for a Low Operating Voltage,” Fairchild Semiconductor, [16].

Este paper explica el principio de funcionamiento del circuito snubber sin pérdidas en un convertidor flyback a través de los estados que adquiere el convertidor cuando el switch se apaga y enciende. También detallan este análisis con resultados experimentales, concluyendo que además de disminuir las pérdidas en los estados de conmutación del switch, también ayuda a disminuir las pérdidas propias de un circuito snubber común, siendo un circuito de protección barato y sencillo de implementar.

1.3.7. Algoritmos MPPT

- ♣ A. Harish, M.V.D. Brasad. “Microcontroller Based Photovoltaic MPPT Charge Controller,” *International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT)*, Volume 4, Issue 4, pp. 1018-1021, April 2013, [17].

Esta publicación detalla sobre el uso de un microcontrolador para la programación de un algoritmo para el seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) de un panel fotovoltaico, para así poder extraer de éste la máxima potencia disponible. Para realizarlo, en este trabajo se usó el método de Perturbar y Observar.

- ♣ Jacob James Nedumgatt, Jayakrishnan K.B., Umanshankar S., Vijayakumar D., Kothari D P. “Perturb and Observe MPPT Algorithm for Solar PV Systems-Modeling and Simulation,” pp. 1-16, [18].

Esta publicación explica uno de los tipos de algoritmos de MPPT para paneles fotovoltaicos, el cual se llama Perturbar y Observar. Explica con detalle cómo funciona a través de un sistema de bloques y se realiza una simulación de éste en Matlab en un convertidor DC-DC Cuk.

- ♣ Florent Boico, Lehman Brad. “Single Sensor MPPT Algorithm for Multiple Solar Panels Configurations”, Northeastern University, ©2007 IEEE, pp. 1678-1682, [19].

Este paper propone un método de extracción de potencia de varios módulos fotovoltaicos con características diferentes usando sólo un sensor de corriente. Este método puede ser de utilidad para reducir el tamaño del circuito e incrementar la variedad de controladores (microcontroladores o FPGA) que son adecuados para esta aplicación. Se proponen algoritmos MPPT que se ajusten de mejor forma a esta configuración.

♣ Roberto F. Coelho, Filipe Concer, Denizar C. Martins. “A Study of the Basic DC-DC Converters Applied in Maximum Power Point Tracking,” Power Electronics Institute INEP, Federal University of Santa Catarina, © 2009 IEEE, pp. 673-678, [20].

Este trabajo estudia los convertidores DC-DC tales como el Buck, Boost, Buck-Boost, Cúk, Sepic y Zeta para determinar cuál es el más apropiado para operar como seguidor del punto de máxima potencia (MPPT). Este análisis toma en cuenta las condiciones de radiación y temperatura, además de la carga conectada al módulo fotovoltaico. La comparación entre los convertidores está basada tanto en resultados analíticos como de simulación.

♣ Ju-Hui Mun, Jae-Sub Ko, Jung-Sik Choi, Sung-Jun Kang, Mi-Geum Jang, Jin-Gook Lee, and Dong-Hwa Chung. “Multi-Level PO MPPT Control PV System Considering Shadow Influence,” 2011 11th International Conference of Control, Automation and Systems, pp. 428-433, Oct. 26-29, 2011 in KINTEX, Gyeonggi-do, Korea, [21].

Se propone el control MPPT de Perturbación y Observación (Perturbation and Observation, PO) de un PV. Las características de salida de una celda solar son no lineales y afectadas por la temperatura, radiación solar e influencias de la sombra. Particularmente, un convertidor de módulos PV integrados (Module Integrated Converter, MIC) es muy sensible a la influencia de la sombra debido a que la capacidad es muy pequeña. Para incrementar la salida y eficiencia de la generación de potencia solar, el control MPPT es necesario. Para este caso, que es una estructura multinivel, se propone un algoritmo que compara el error de la salida del algoritmo convencional de control con la radiación solar, una temperatura y la influencia de la sombra.

1.3.8. Inversor Monofásico Fuente de Corriente

♣ Ignacio Galvarino Toledo Román, “*Inversor Monofásico Tipo Fuente de Corriente con Filtro Activo Incrustado para Generación Distribuida*”, Memoria de Título, Ingeniero Civil Electrónico, Mayo 2012, Departamento de Ingeniería Electrónica, Facultad de Ingeniería, Universidad de Concepción, [22].

En este documento se presenta el proyecto de desarrollo teórico de una nueva configuración de acondicionador de potencia para sistemas fotovoltaicos monofásicos conectados a la red. La topología propuesta consiste en tres elementos fundamentales, el inversor, un filtro activo de potencia y un regulador activo de voltaje que operan de forma coordinada para mantener constante el voltaje en el enlace DC.

Se presenta el análisis de operación de la topología, identificando los estados permitidos de conmutación; y se proponen las técnicas activas de modulación y lazos de control del sistema. Para la selección de componentes se realiza un análisis de potencia del circuito propuesto y en base a este, se elabora un método de diseño de componentes.

Finalmente se presenta un ejemplo de diseño utilizando el método propuesto y se valida con una estructura de bloques simulación desarrollada para el software simulación, Simulink ®.

1.3.9. Topologías Multinivel para Centrales Fotovoltaicas

♣ Elena Villanueva, Pablo Correa, José Rodríguez, and Mario Pacas. “Control of a Single-Phase Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter for Grid-Connected Photovoltaic Systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no 11, pp. 4399-4406, Nov. 2009, [23].

Este trabajo presenta un convertidor monofásico puente H en cascada para la aplicación de conexión a la red de paneles PV. Esta topología presenta de celdas puente H conectadas en serie, cada una conectadas a un arreglo de PV. El esquema de control adoptado permite el control independiente de cada voltaje de enlace DC, permitiendo de esta forma el MPPT para cada arreglo de paneles PV. La topología se ilustra en la Las ventajas que posee son frecuencias de conmutación de los switches más bajas, menor ripple en las formas de onda de corriente, con casi un factor de potencia unitario.

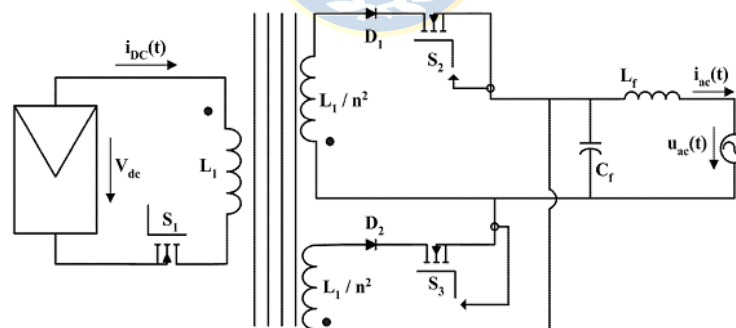


Fig. 1.2 Circuito Inversor tipo Flyback de la publicación [7].

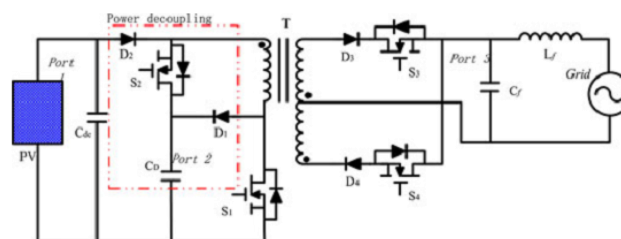


Fig. 1.3 Topología de tres puertos propuesto en publicación [8].

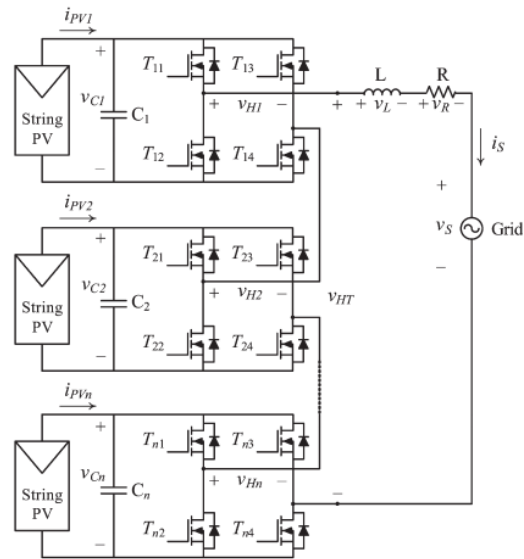


Fig. 1.4 Topología multinivel propuesta en publicación [23].

1.3.10. Discusión

De acuerdo a lo revisado en la bibliografía mencionada, los temas más fundamentales a abordar y considerar durante el desarrollo de esta memoria de título son los relacionados con el convertidor Flyback. En específico, [1] y en especial [2] revisan a cabalidad el funcionamiento y diseño de estos convertidores. Por otra parte, [3] y [4] sirven de introducción a las aplicaciones del convertidor Flyback en centrales fotovoltaicas, en particular, los microinversores y microconvertidores. Más adelante se hacen propuestas de convertidores Flyback para adaptarlos como inversores y propuestas para generar un aumento de la confiabilidad de estos equipos, ya que el condensador de entrada es uno de los elementos que más limita la larga duración de estos equipos. Finalmente, en lo que respecta a estos temas de centrales fotovoltaicas, se hace una revisión a las topologías que se utilizan para los microconvertidores ([11]).

Por otra parte, se estudia bibliografía relacionada con los circuitos de protección para estos convertidores, llegando a la conclusión que la mejor opción para el diseño es un circuito snubber pasivo sin pérdidas, debido a que es un circuito sencillo de implementar, con elementos que son baratos de conseguir y una gran eficiencia. También se hace una revisión del algoritmo MPPT, con especial interés en el método de Perturbar y Observar, mientras que también se revisa material para el diseño del transformador del convertidor Flyback, utilizados anteriormente en las asignaturas de Proyecto de Memoria de Título y Proyecto Electrónico, por lo que su utilidad se comprobó. Finalmente, se revisa el estudio de un inversor modo fuente de corriente y topologías multinivel.

1.4. Hipótesis de Trabajo

La hipótesis general de esta memoria de título es que el uso de microconvertidores DC-DC tipo Flyback conectados en paralelo permite efectuar de manera más efectiva el manejo de la energía eléctrica proveniente de los módulos fotovoltaicos. Específicamente:

- El tener un seguimiento del punto de máxima potencia para cada panel en vez de uno solo para un arreglo fotovoltaico atenúa la caída global de la energía captada por este arreglo cuando ocurre un efecto de sombreado diferenciado (ver Fig. 1.1).
- El utilizar la topología Flyback para cada microconvertidor permite la aislación eléctrica entre la entrada y salida de cada módulo y mayor flexibilidad en el diseño gracias al transformador que incorpora.
- Conectar cada módulo Flyback en paralelo permite implementar técnicas para disminuir el rizado de corriente de salida, como por ejemplo, el desplazamiento de los pulsos de disparo de cada convertidor.

1.5. Objetivos

1.5.1. Objetivo General

Estudio, diseño e implementación de un prototipo experimental de microconvertidores tipo Flyback conectados en paralelo como parte de una central fotovoltaica conectada a la red eléctrica de hasta 1[kW].

1.5.2. Objetivos Específicos

- Estudio de topologías Flyback para la aplicación de microconvertidores.
- Diseño de topología multinivel en paralelo de microconvertidores tipo Flyback para una potencia de salida de hasta 400[W] y tensión de salida de 330[V].
- Diseño de un circuito de protección basado en el circuito Snubber Pasivo sin Pérdidas
- Implementación de un algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia.

1.6. Alcances y Limitaciones

Para las pruebas de laboratorio del prototipo se diseñarán e implementarán dos módulos del microconvertidor, cuyas salidas irán a una carga resistiva.

El diseño de cada convertidor será para el modo de operación discontinua, enfatizando más

el análisis de este modo de operación con respecto al modo de operación continua.

Los elementos de los circuitos se considerarán ideales, salvo en aquellos casos en que se indique.

Los insumos y equipos requeridos para la construcción y pruebas de los circuitos microinversores serán provistos por el Departamento de Ingeniería Eléctrica y por el Laboratorio de Convertidores Estáticos, ambos de la UdeC.

1.7. Metodología

La metodología de trabajo de esta memoria de título consiste en el estudio de los microconvertidores y del convertidor Flyback para luego realizar y diseñar una propuesta de topología en paralelo, incluyendo para cada módulo circuitos Snubber pasivos sin pérdidas.

También como parte de la metodología de trabajo consiste en el estudio y diseño de un algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia de cada módulo fotovoltaico, además del diseño de circuitos de adquisición de las variables de cada panel.

Finalmente se realiza un prototipo experimental donde se corrobora el diseño y se contrasta con los resultados obtenidos mediante simulación.

Por otra parte, también como parte de la metodología se consideran trabajos a realizar en hardware y software, los cuales se describen a continuación.

1.7.1. Hardware

En lo que respecta al trabajo en hardware se menciona al respecto los siguientes puntos:

- Análisis y diseño de circuitos a partir de criterios de diseño y selección de componentes.
- Construcción de circuitos en una placa para circuitos impresos (PCB).
- Uso del Microcontrolador PIC18F4550 para Generación de Pulsos y MPPT.

1.7.2. Software

En lo que respecta al trabajo en software se usarán los siguientes software:

- Cálculos matemáticos y simulación a nivel de sistema: Mathcad, Matlab.
- Diseño y simulación de circuitos: PSIM, Multisim.
- Diseño de Circuito Impreso: Eagle CAD.
- Diseño de Programa para Generación de Pulsos y MPPT: MPLAB.

Capítulo 2. Concepto de Microconvertidor y Propuesta de Topología

2.1. Introducción

En este capítulo se abordará la base de esta memoria de título, como lo es el concepto de Microconvertidor DC-DC y la propuesta de topología a diseñar e implementar.

2.2. Microconvertidor DC-DC

El microconvertidor es un dispositivo que va conectado al panel fotovoltaico cuyo propósito es proporcionar a su salida un determinado valor de corriente y voltaje, elevando y/o disminuyendo estas variables con respecto a los entregados por el panel, para luego conectarlo a una carga, equipo inversor o a varios inversores, dependiendo de la configuración. En la Fig. 2.1 se observa un diagrama de un sistema fotovoltaico con un microconvertidor. El que cada equipo se conecte a cada panel permite hacer un seguimiento del punto de máxima potencia para panel fotovoltaico del arreglo de forma separada, a diferencia de los arreglos cuyos paneles están conectados entre sí y de ahí se conectan a un convertidor que realice ese control. Éstos se pueden conectar entre sí, ya sea en serie o en paralelo, dependiendo del tipo de convertidor que se empleará, como se observan en los diagramas en bloque de la Fig. 2.2. Para este caso, al ser un convertidor Flyback, que opera como fuente de corriente, es necesario conectar cada equipo en paralelo a la carga.

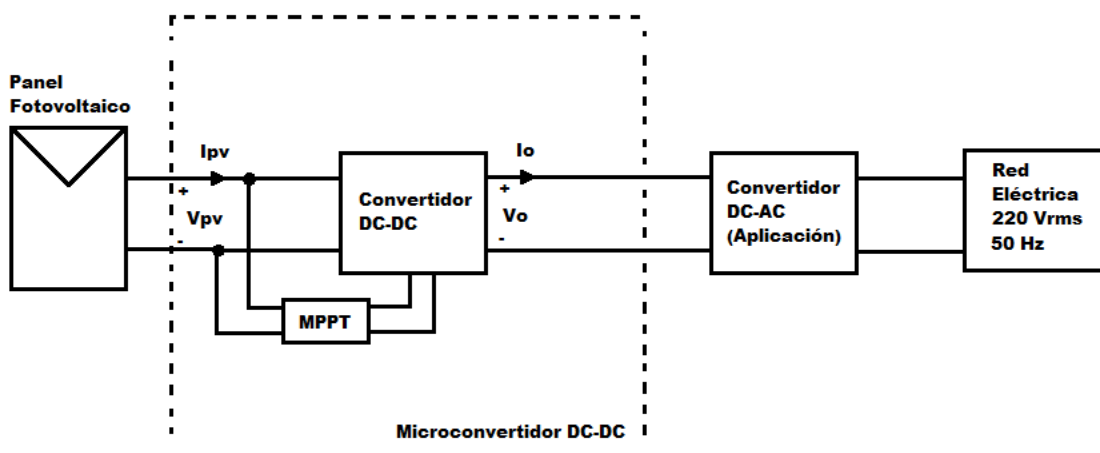


Fig. 2.1 Diagrama en bloques sistema fotovoltaico con Microconvertidor DC-DC.

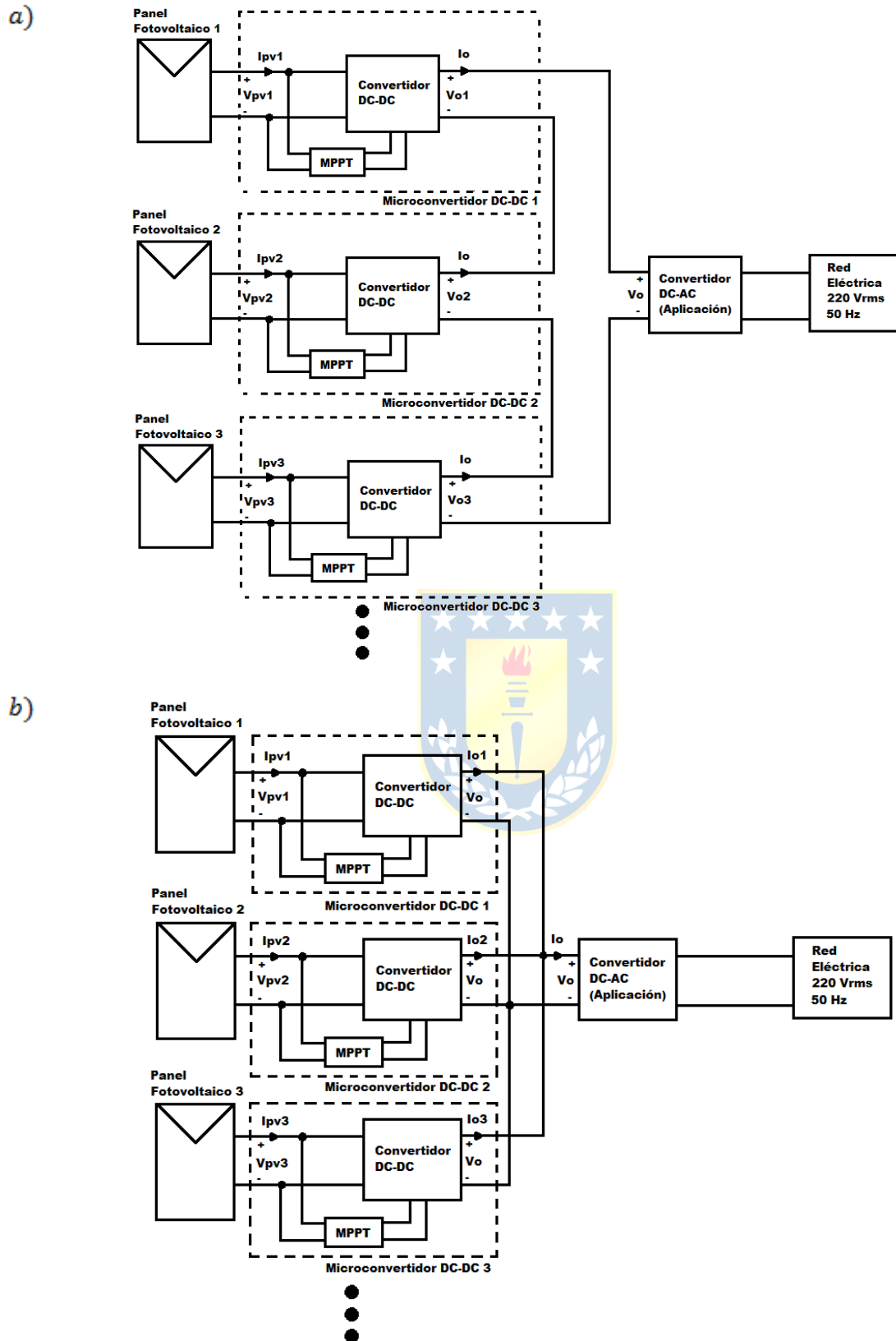


Fig. 2.2 Diagrama en bloques topologías de sistemas con Microconvertidores DC-DC.

(a) Conexión en serie, (b) Conexión en paralelo.

2.2.1. Ventajas y Desventajas del Microconvertidor

Ventajas:

- **Optimización Individual:** A diferencia de los inversores centrales cuyas etapas DC-DC están incorporadas en éstos, los microconvertidores optimizan la potencia para cada uno de los paneles del sistema, en vez de optimizar todo el arreglo como si fuera un solo gran panel. Lo anterior trae como consecuencia que en caso de una falla o un evento (paso de una nube) en uno de los paneles del arreglo éste sufra una caída en su potencia, pero no en el sistema completo, como ocurre en los sistemas que operan con un inversor central.
- **Mayor Garantía:** Como los microconvertidores no están expuestos a altas potencias ni a altas temperaturas de carga como los inversores centrales, su vida útil tiende a ser mayor. Ambos convertidores suelen tener una garantía de 20-25 años – 10 años más de lo que suelen tener los inversores centrales.
- **Orientación Múltiple de los Paneles:** Un sistema con microconvertidores permite distribuir los paneles fotovoltaicos en distintas direcciones y aprovechar la máxima potencia de cada uno en horas donde el sol se ubique directamente en la posición que está. Por otra parte, en un sistema solar centralizado, o necesariamente todos los paneles deben apuntar en la misma dirección o adquirir más inversores con MPPT centralizado en el caso de que se quieran colocar los módulos en distintas direcciones, aumentando los costos.

Desventajas:

- **Alto Costo de Instalación y Mantenimiento:** Debido a que cada panel solar en un sistema fotovoltaico requiere un microconvertidor, el costo total es marginalmente más alto que la instalación de un inversor central. Lo mismo ocurre para el mantenimiento ([5] y [6]).
- **Dificultad para ser reemplazados:** Como los microconvertidores suelen ir unidos al panel solar y éstos generalmente son instalados en los techos, en caso de que un microconvertidor falle, el técnico o la persona encargada del reemplazo del equipo tiene que llegar hasta donde éste se ubica. Lo anterior no ocurre con los sistemas centralizado, donde éste se ubica a nivel del suelo ([6]).

2.2.2. Microinversor

Si bien el microconvertidor es un convertidor DC-DC que es independiente de la etapa de inversión de energía, se puede tomar el concepto de una unidad modular para cada panel e incorporarles una etapa de conversión DC-AC. Estas dos etapas en conjunto crean el convertidor

llamado Microinversor, el cual cumple la función de generar energía alterna a partir de la energía entregada de un panel fotovoltaico de forma individual (Fig. 2.3). Al igual que el microconvertidor, el seguimiento del punto de máxima potencia se hace para cada panel fotovoltaico, optimizando el sistema. Usualmente se utiliza la topología Flyback para el diseño de estos equipos, por lo que la conexión de cada módulo a una carga se hace en paralelo (1.3.3).

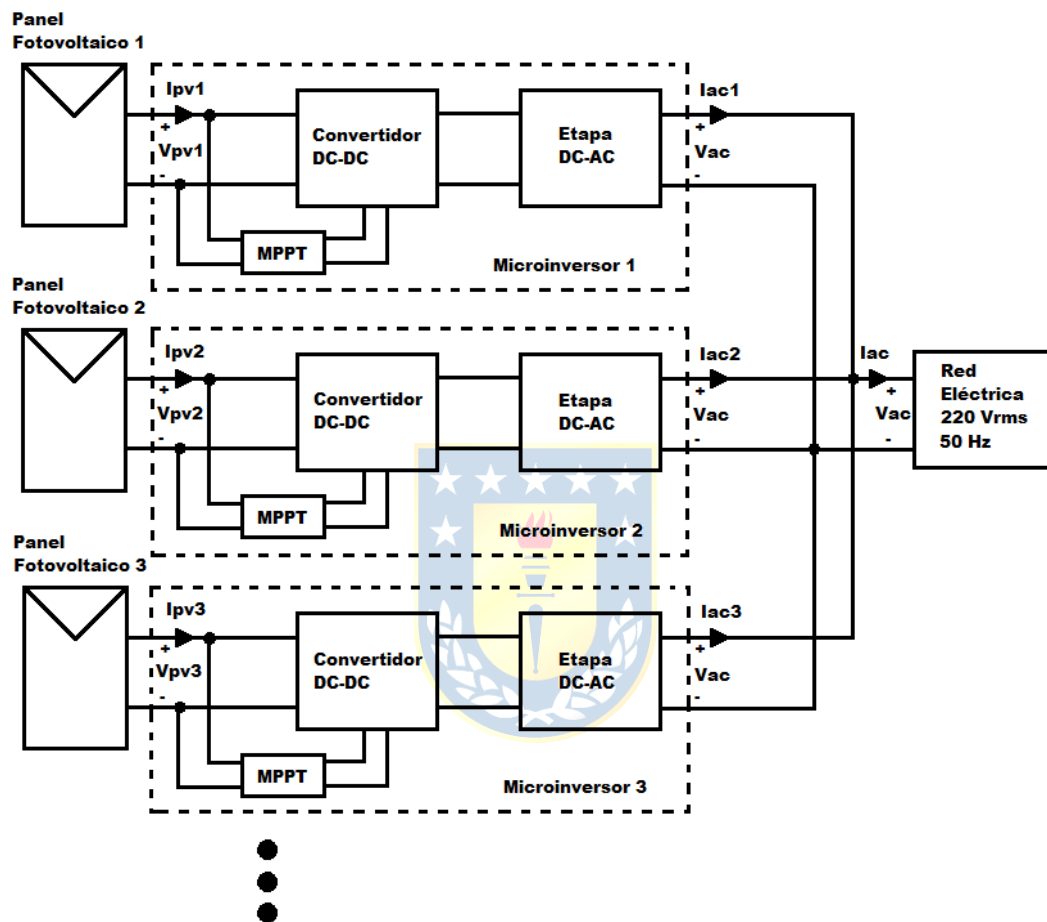


Fig. 2.3 Diagrama en bloques sistema fotovoltaico con microinversores.

2.2.3. Ventajas del Microconvertidor sobre el Microinversor

Si bien ambos convertidores poseen ventajas en común con respecto a los sistemas solares centralizados, el microconvertidor DC-DC posee ciertas ventajas comparativas con respecto al microinversor. Entre estas ventajas, las más notorias son:

- **Compatibilidad con módulos fotovoltaicos:** Actualmente los módulos fotovoltaicos van en aumento en cuanto a número de celdas, potencia y voltaje que pueden generar. En este sentido, los microconvertidores se adaptan mejor a estos cambios, con diseños disponibles de hasta potencias de 400[W] y 120[V] aprox.. Por otra parte, los microinversores siguen

limitados en cuanto a la máxima potencia que pueden generar, no alcanzando más allá de los 260[W] ([5]).

- **Menor disipación de Calor:** Al no generar disipación de calor debido al proceso de inversión, los microconvertidores son más eficientes que los microconvertidores. Estos dispositivos suelen tener una eficiencia de hasta un 98%, mientras que los microinversores alcanzan una máxima eficiencia de un 95-96% ([5]).

2.3. Propuesta de Topología

Para esta memoria de título se propone una topología de microconvertidores en paralelo, tal como se observa en la Fig. 2.4 (a), utilizando convertidores Flyback para este propósito. Esta topología permite mantener una aislación galvánica de cada módulo entre el panel que se conecta y la salida del convertidor, logrando a su vez mantener un nivel de tensión de salida fijo. Además, al configurar las señales de disparo de tal forma que estén desplazados a un cierto intervalo de tiempo uno con respecto del otro permite una reducción considerable del rizado de corriente de salida, disminuyendo a su vez la variación de potencia de salida, haciendo del sistema más eficiente

De manera experimental se plantea probar la topología construyendo un prototipo que incluya dos convertidores Flyback conectados en paralelo, cada uno alimentado por un panel distinto. Cada uno de los convertidores incluye un circuito de protección sin pérdidas pasivo y ambos equipos se conectan a una carga, la cual en la Fig. 2.4 está representada por una carga resistiva.

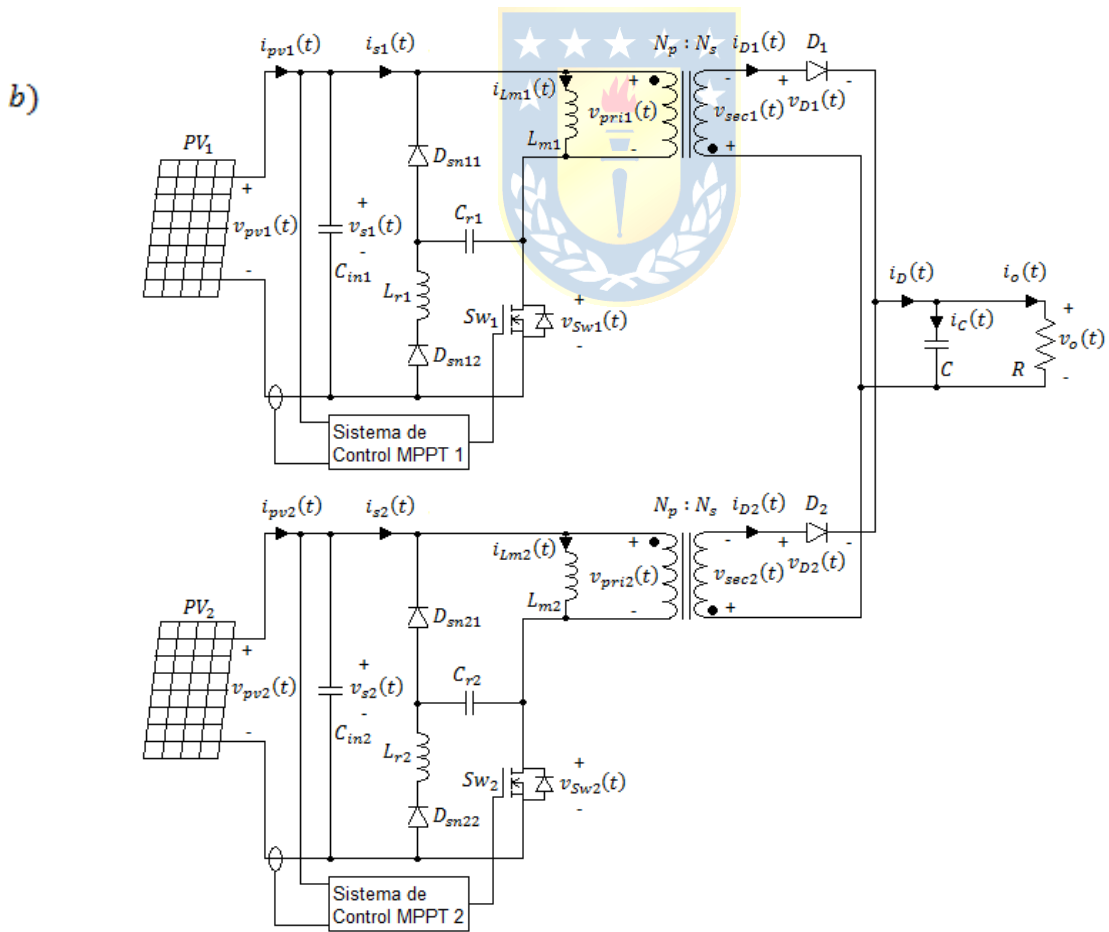
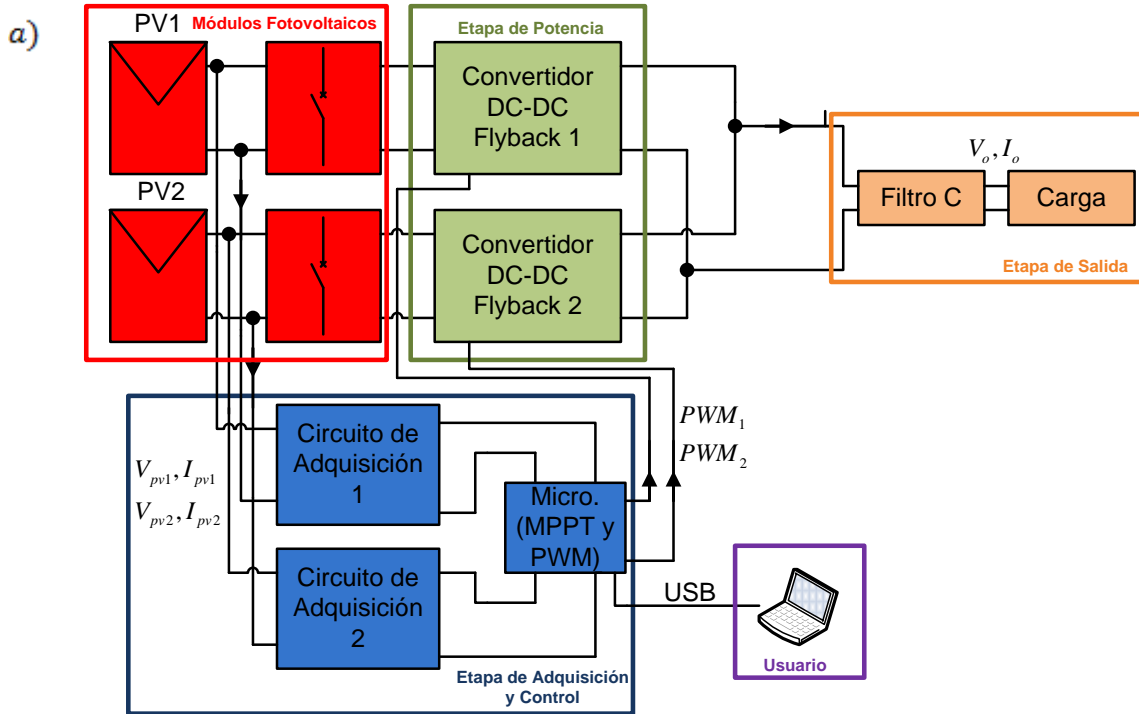


Fig. 2.4 Topología de Microconvertidores tipo Flyback conectados en paralelo Memoria de Título.

(a) Diagrama en Bloques, (b) Circuito de representación.

2.4. Alcances de Análisis y Diseño de Topología

Es importante realizar algunos alcances respecto al análisis y diseño de la topología de microconvertidores a implementar.

Desde el punto de vista del análisis, sólo se realizará el análisis del convertidor a implementar en su modo de operación discontinua, debido a que es el que se utilizará. Por otra parte, para el análisis de cada una de las etapas de este sistema se considerará a éste ideal salvo en aquellas partes que se indique que se considerarán efectos y elementos parásitos.

En lo que respecta al diseño hardware, en el circuito de potencia se considera el procedimiento de diseño de uno de los convertidores del sistema debido a que ambos son iguales, por lo que no es necesario repetir el procedimiento. En cuanto a la especificación de componentes requeridos para la implementación del circuito, si bien serán obtenidos a partir de los cálculos matemáticos de diseño, es probable que los valores reales difieran con los calculados debido a la disponibilidad de estos materiales en el Departamento de Ingeniería Eléctrica y el Laboratorio de Convertidores Estáticos, ambos pertenecientes a la Universidad de Concepción.

Respecto al diseño software, tanto la generación de pulsos como el control del convertidor será a través de un microcontrolador comandado desde un computador portátil.

Otras consideraciones a tener en cuenta es la especificación de los paneles fotovoltaicos, diseño de protecciones en la entrada del convertidor en caso de cualquier caso de sobretensión o sobrecorriente y especificación del lugar físico en donde se instala el sistema.

Capítulo 3. Análisis y Diseño Etapa de Potencia

3.1. Introducción

En este capítulo se aborda el análisis y diseño de la etapa de potencia de la topología. Específicamente, se abordan los siguientes puntos:

- Análisis del Convertidor Flyback en Modo de Operación Discontinuo
- Análisis del Convertidor Flyback Entrelazado
- Diseño de la etapa de potencia Microconvertidores Flyback conectados en paralelo
- Corroboración del diseño mediante simulación

3.2. Convertidor Flyback

Un Convertidor Flyback es un convertidor tipo DC-DC cuya entrada está aislada galvánicamente de la salida. Su funcionamiento es similar al del convertidor Buck-Boost (Reductor-Elevador), el cual permite aumentar o disminuir la tensión de salida con respecto a la entrada. En la Fig. 3.1 se muestra la topología de este convertidor.

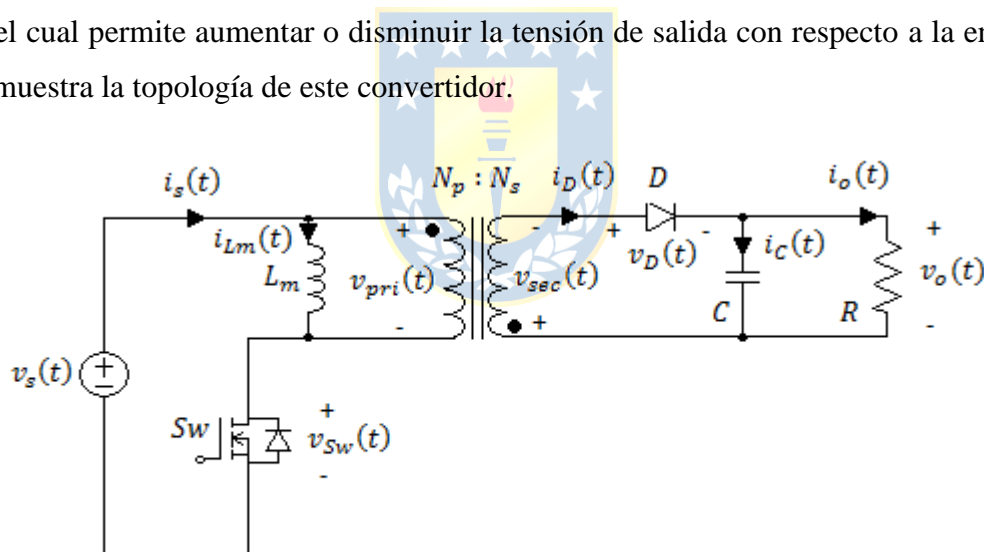


Fig. 3.1 Circuito Convertidor Flyback.

3.2.1. Principio de Funcionamiento

Para analizar el funcionamiento de un convertidor Flyback se debe tener en cuenta la energía que se almacena en el núcleo magnético, más específicamente, en la inductancia de magnetización, y dependiendo de si esta energía es liberada en su totalidad en un periodo de conmutación de switch o no, se tienen dos modos de operación:

- **Modo de Operación en Corriente Continua (CCM):** En este modo de operación la energía almacenada en la inductancia de magnetización no es liberada en su totalidad durante el periodo de conmutación del switch (Fig. 3.2).
- **Modo de Operación en Corriente Discontinua (DCM):** En este modo de operación la energía almacenada en la inductancia de magnetización es liberada en su totalidad antes de que se complete el periodo de conmutación del switch.

Se procede a continuación a hacer un análisis del modo de operación del convertidor Flyback en modo discontinuo, el cual es el método que se va a trabajar en esta memoria de título. Por otra parte, el análisis del modo de operación continuo se puede hallar con detalle en [1].

3.2.2. Análisis en Modo de Operación Discontinua (DCM)

3.2.2.1. Origen del Modo de Operación Discontinua

De [1] se puede observar que la variación de corriente de magnetización peak (y para peak-to-peak) del transformador es independiente de la carga R , a diferencia de la corriente de magnetización promedio. Por lo tanto, si ocurre una variación en la resistencia de carga, la corriente de magnetización promedio también varía, pero el rizado de corriente no. ¿Qué ocurre si aumenta R ? Llegará un momento en que la corriente promedio disminuirá hasta que

$$I_{Lm} = \Delta I_{Lm,p} \quad (3.1)$$

Lo cual, al observar la Fig. 3.3 se le conoce como Condición de Frontera. Si se sigue aumentando la resistencia de carga, ocurrirán dos efectos: El rizado de corriente de magnetización será mayor que el valor promedio, lo que trae como consecuencia que la energía almacenada en la inductancia de magnetización sea liberada antes de que termine el ciclo de conmutación, como se observa en la Fig. 3.4. La otra consecuencia es que el diodo, cuya corriente guarda relación con la corriente de magnetización, dejará de conducir antes de que termine el periodo de conmutación y por ende se polarizará de manera inversa antes de que el ciclo comience nuevamente, lo que se conoce como el tercer estado del circuito, el cual aparece en este modo discontinuo. Por lo tanto, con todos estos

antecedentes se concluye que para el modo de operación del convertidor que se desee operar, se debe considerar que

$$\begin{aligned} I_{Lm} &> \Delta I_{Lm,p}, CCM \\ I_{Lm} &< \Delta I_{Lm,p}, DCM \end{aligned} \quad (3.2)$$

Entonces, para el modo de operación discontinua en el convertidor Flyback, se tiene que

$$\begin{aligned} \frac{V_s D}{(1-D)^2 R} \cdot \left(\frac{N_s}{N_p} \right)^2 &< \frac{V_s D T_s}{2L_m} \\ \frac{2L_m}{R T_s} \cdot \left(\frac{N_s}{N_p} \right)^2 &< (1-D)^2 \end{aligned} \quad (3.3)$$

y esta ecuación puede ser expresada como

$$K < K_{crit}(D), DCM \quad (3.4)$$

donde

K : Valor adimensional que mide la tendencia de un convertidor para operar en modo discontinuo, y

$K_{crit}(D)$: Valor crítico que está en la frontera de los modos CCM y DCM.

También estas condiciones se pueden expresar en términos de la resistencia de carga, la cual queda de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} R &> \frac{2L_m}{(1-D)^2 T_s} \cdot \left(\frac{N_s}{N_p} \right)^2 \\ R &> R_{crit}(D), DCM \end{aligned} \quad (3.5)$$

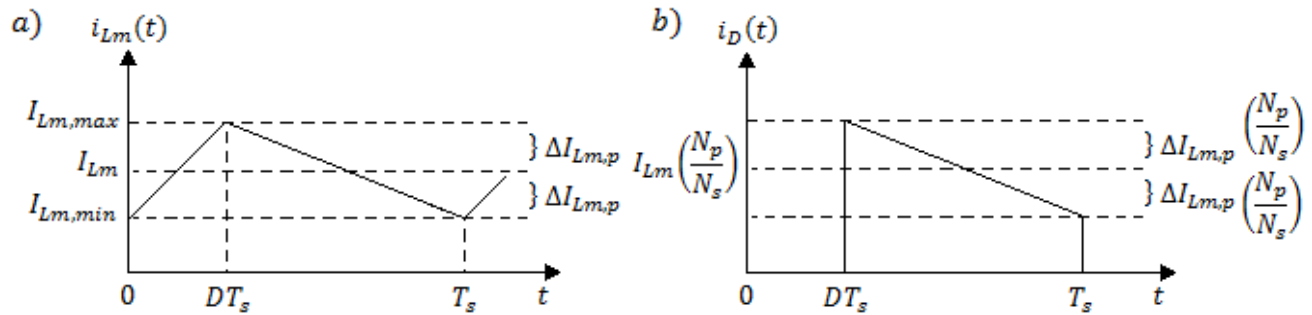


Fig. 3.2 Formas de onda de corrientes del convertidor Flyback en CCM.

(a) Corriente de magnetización, (b) Corriente del diodo.

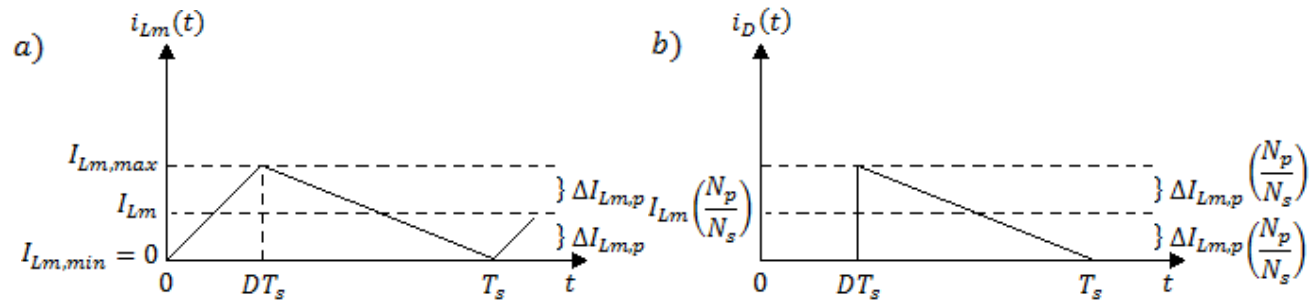


Fig. 3.3 Formas de onda de corrientes del convertidor Flyback en Condición de Frontera.

(a) Corriente de magnetización, (b) Corriente del diodo.

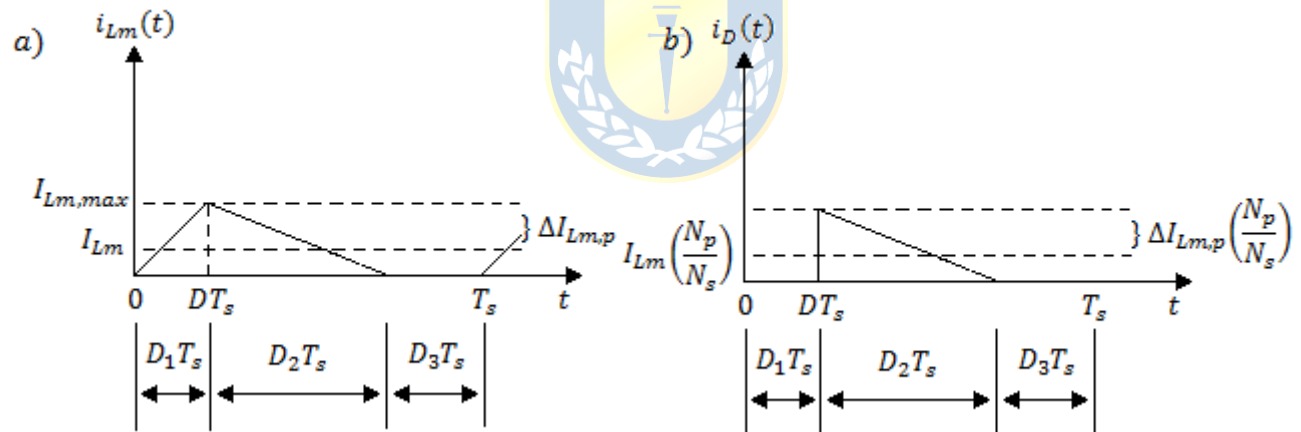


Fig. 3.4 Formas de onda de corrientes del convertidor Flyback en DCM.

(a) Corriente de magnetización, (b) Corriente del diodo.

3.2.2.2. Análisis del Modo de Operación Discontinua

- **Circuito con el switch cerrado ($0 < t < D_1T_s$):** Cuando el interruptor está cerrado, la corriente aumenta linealmente en la inductancia de magnetización y no fluye corriente por los devanados del transformador ideal en el modelo. En el caso del transformador real, esto significa que la corriente aumenta en el devanado primario y no fluirá por el devanado del secundario. En el lado secundario, el diodo es polarizado inverso (Fig. 3.5 a)).

- **Circuito con el switch abierto** ($D_1 T_s < t < (D_1 + D_2) T_s$): Cuando se abre el interruptor, la corriente no puede variar instantáneamente en la inductancia de magnetización, por lo que el camino de conducción debe ser a través del devanado primario del transformador ideal. La corriente que circula por la inductancia de magnetización entra en el terminal sin punto del primario y sale por el terminal sin punto del secundario, polarizando el diodo de forma directa (Fig. 3.5 b)).
- **Tercer estado** ($(D_1 + D_2) T_s < t < T_s$): En el tercer estado del convertidor Flyback, el cual aparece en el modo de operación discontinua, la corriente de magnetización es nula y constante, al igual que la corriente del diodo, lo que trae como consecuencia que tanto el voltaje primario y secundario del transformador sean nulos (Fig. 3.5 c)).

Para un detalle más matemático del análisis de este convertidor se puede revisar el 7.3.Anexo B, donde se analiza cada uno de los estados del convertidor Flyback.

En las Fig. 3.6 y Fig. 3.7 se observan las formas de onda principales de un convertidor Flyback en modo de operación discontinua, en particular la primera referente a las corrientes de magnetización, corriente de entrada y corriente del diodo, y la segunda referente al voltaje del transformador y la corriente del condensador.

El modo de operación discontinua tiene la ventaja de una mayor estabilidad del sistema, ya que, en este convertidor en particular, sólo existe la presencia de un solo polo y no existen ceros en el semi-plano derecho en su función de transferencia. Esto también se puede ver con más detalle en el 7.3.Anexo B. Otro de los motivos para operar en modo de corriente discontinua es que al ser un sistema que tiene como objetivo conectarse a la red eléctrica, se requiere una configuración fuente de corriente y es necesario que toda la energía almacenada en el transformador sea liberada, ya que si es parcialmente liberada, como en el caso de una configuración en corriente continua, se convertirá en una fuente de voltaje independiente de la carga, tal como se observa en [1].

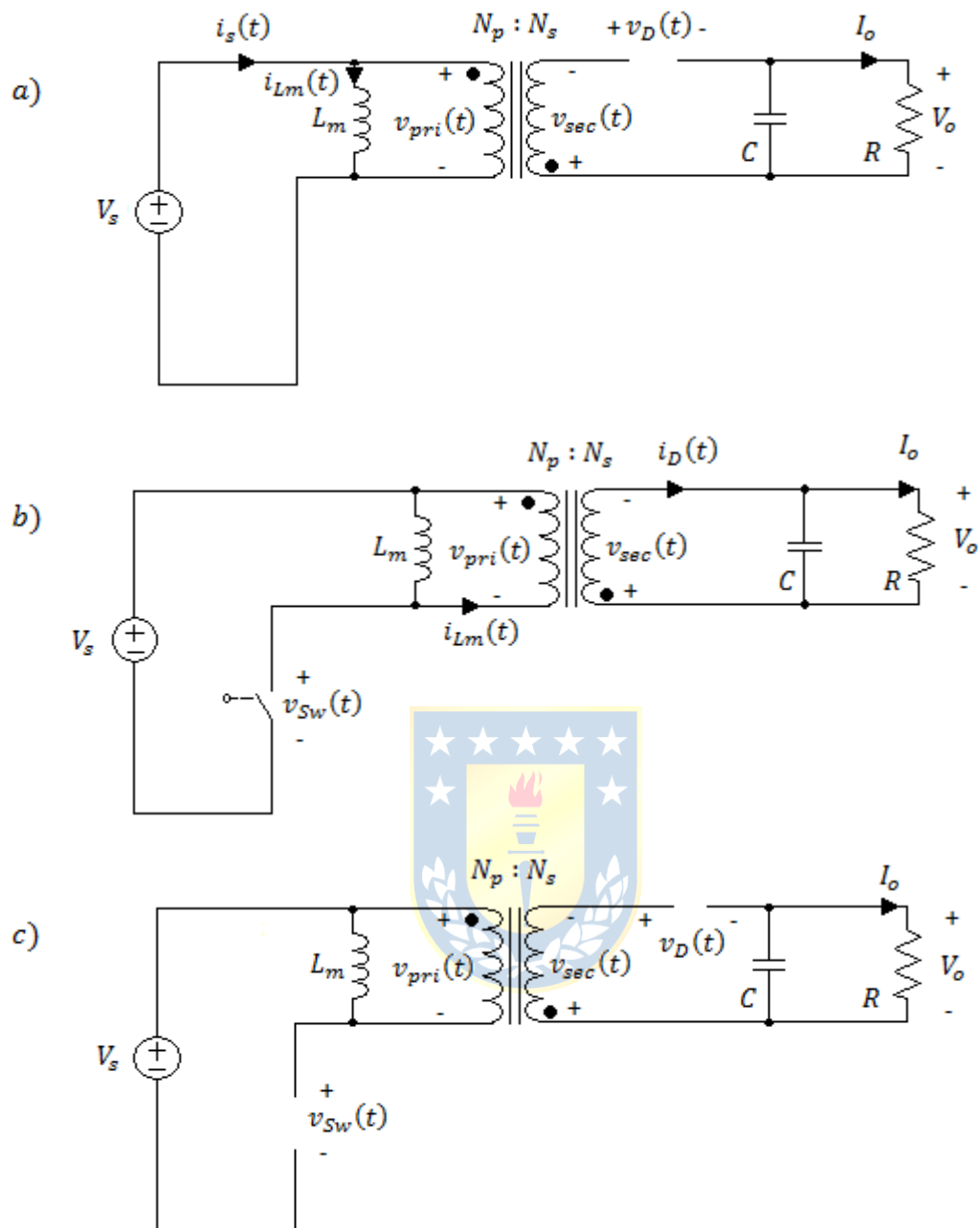


Fig. 3.5 Estados del Convertidor Flyback en DCM.

(a) Switch Cerrado, (b) Switch Abierto, (c) Tercer estado

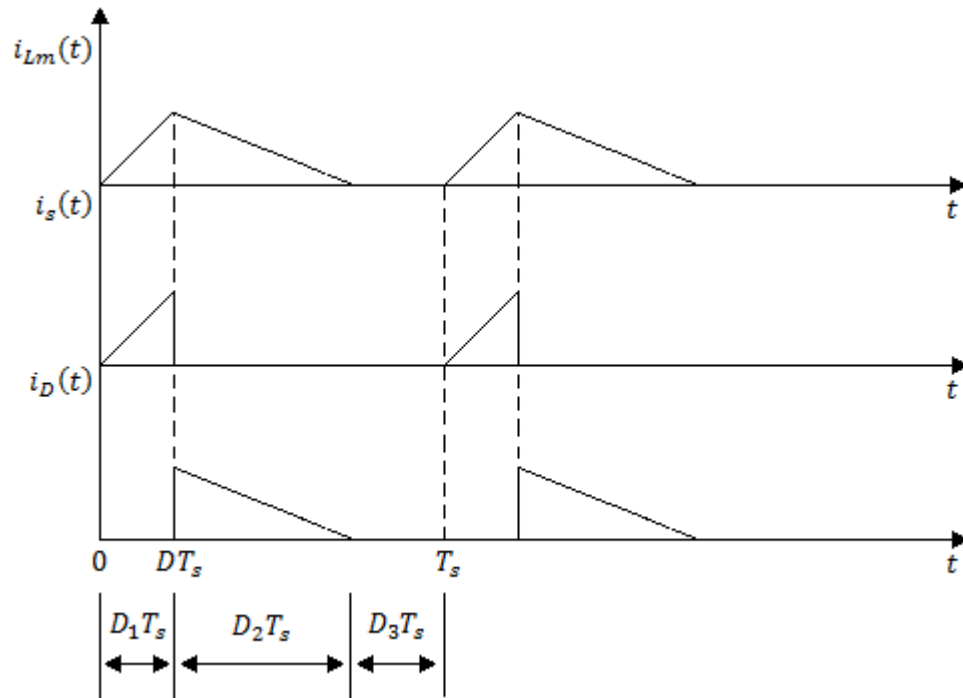


Fig. 3.6 Corriente de la inductancia de magnetización, corriente de entrada y corriente del diodo del Convertidor Flyback en DCM.

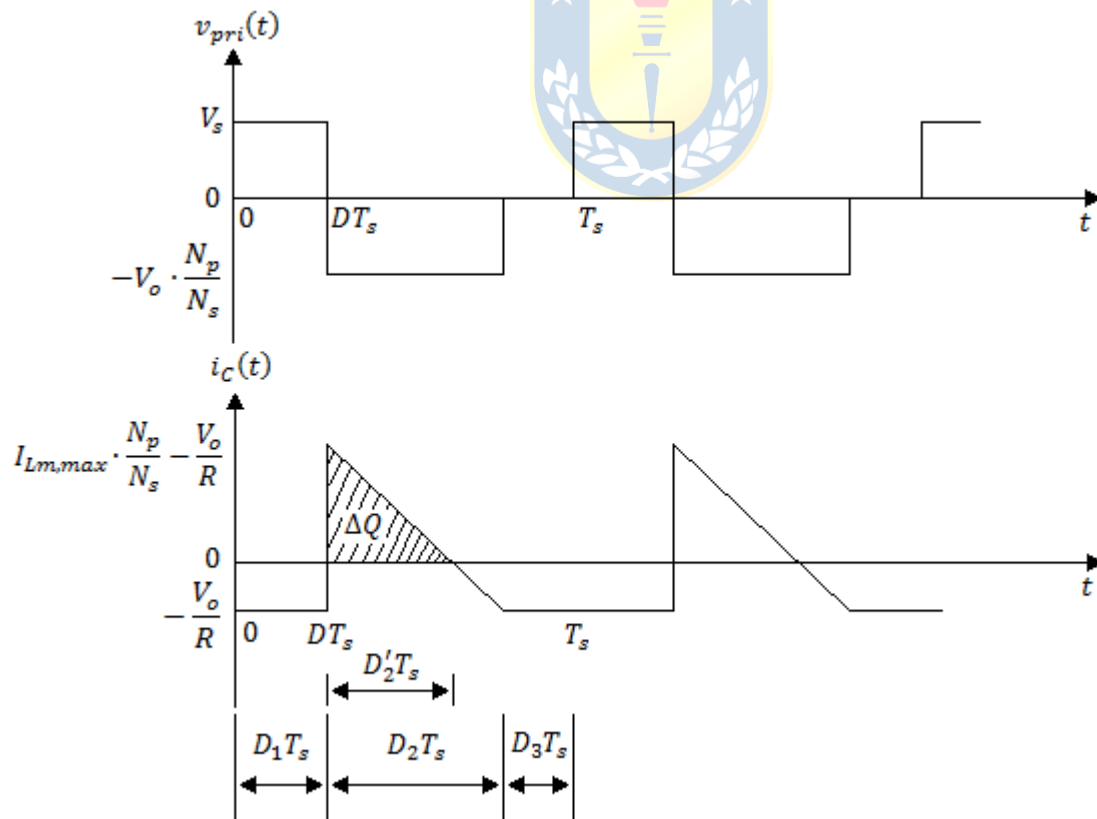


Fig. 3.7 Voltaje del lado primario del transformador y corriente del condensador del Convertidor Flyback en DCM.

3.3. Convertidores Flyback Entrelazados

Esta topología Flyback consiste en dos o más convertidores Flyback operando en modo discontinuo de corriente conectados en paralelo, cuyos transistores son encendidos de manera alternada y cuyas corrientes secundarias son sumadas. El objetivo de operar de esta forma es permitir una reducción del rizado de corriente de salida del convertidor, al igual que operar a mayor potencia sin tener que utilizar un solo convertidor cuya capacidad de entregar potencia sea llevado a su límite o sea sobrepasado. En la Fig. 3.9. se observa el efecto de los transistores siendo encendidos de forma alternada reflejados en la corriente secundaria.

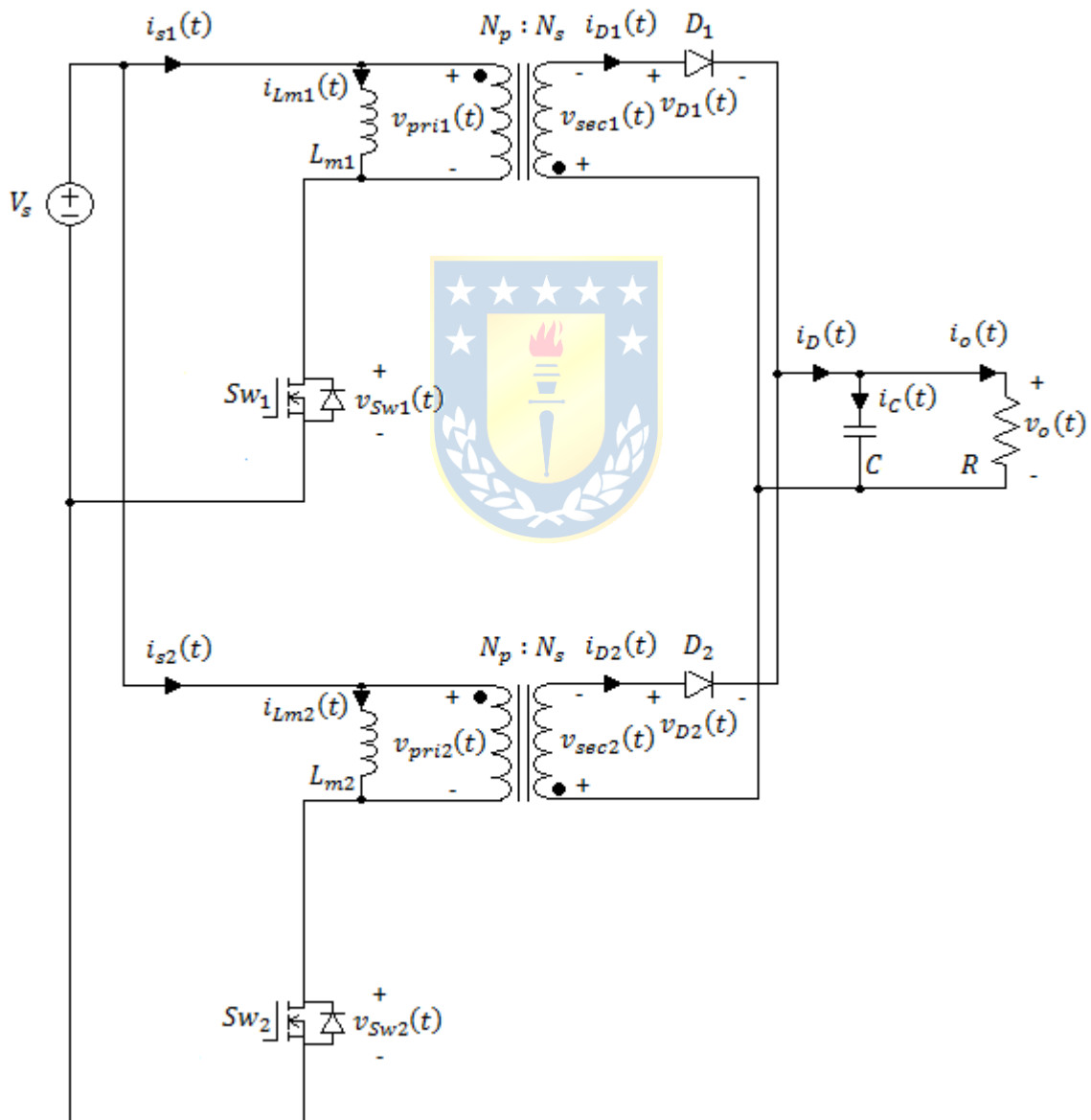


Fig. 3.8 Convertidores Flyback Entrelazados.

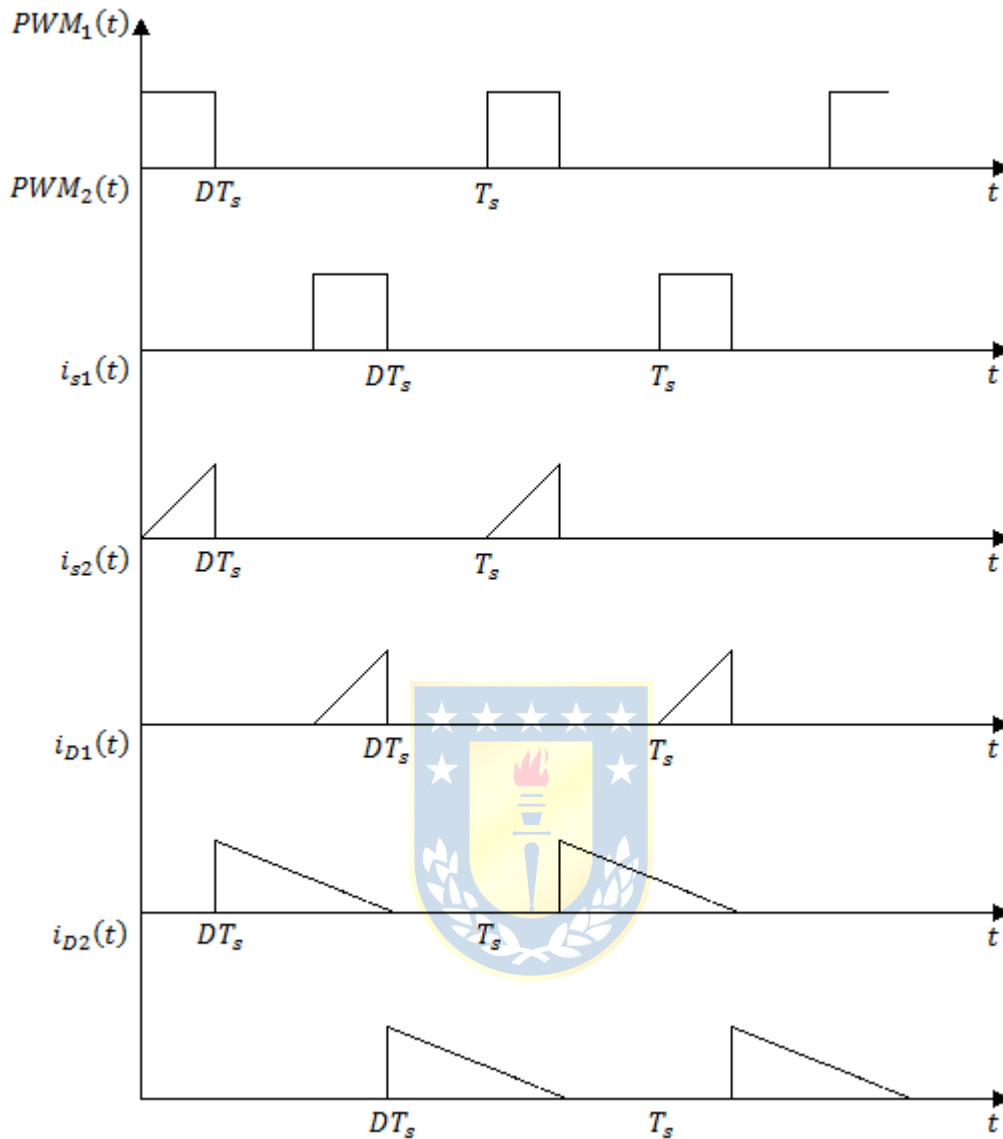


Fig. 3.9 Señales PWM, corrientes primarias y corrientes de los diodos de los convertidores Flyback entrelazados.

El diseño de los microconvertidores se basa en esta topología entrelazada de los convertidores Flyback, pero con la salvedad que cada convertidor tiene su propia fuente de alimentación, es decir, módulos fotovoltaicos, tal como se observa en la Fig. 2.4 b), pero siguiendo el concepto de los ciclos de trabajo de cada switch alternados para la reducción del rizado de corriente de salida.

3.4. Diseño de la Etapa de Potencia

Para el diseño de la etapa de potencia se considera tomar uno de los módulos de la topología, ya que ambos convertidores Flyback son idénticos. Por otra parte, para la etapa del filtro de salida y la resistencia de carga se considera el circuito completo de la Fig. 2.4 b).

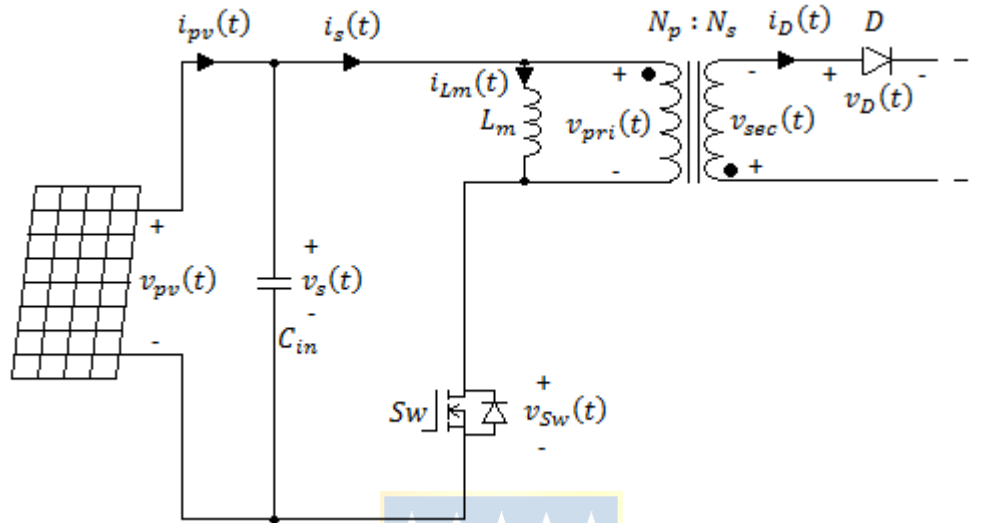


Fig. 3.10 Módulo Microconvertidor tipo Flyback a diseñar.

A continuación se detallan en las siguientes tablas los parámetros del panel fotovoltaico y los parámetros de diseño uno de los convertidores. Se considera el diseño de cada convertidor para una potencia de 200[W], sin embargo, se trabajará como fuente de alimentación el voltaje máximo que entrega el panel para condiciones estándar y la corriente máxima del módulo fotovoltaico para el diseño del condensador de entrada.

TABLA 3.1 Parámetros de Panel Fotovoltaico JS185D.

Under STC (Standard Test Conditions) 1000 [W/m²], 25°C cell temperature, AM 1,5 Spectrum

Parámetro	Valor
P_{max} (Potencia Máxima)	185 [W]
$V_{pv,max}$ (Voltaje a Potencia Máxima)	36,6 [V]
$I_{pv,max}$ (Corriente a Potencia Máxima)	4,92 [A]
V_{oc} (Voltaje de Circuito Abierto)	44,3 [V]
I_{sc} (Corriente de Corto Circuito)	5,29 [A]
$NOCT$ (Temp. de Operación Nominal de Celda)	46±2 [°C]
Máximo rango de Sobre-corriente	15 [A]

TABLA 3.2 Parámetros de Diseño Convertidor.

Parámetro	Valor
D_{max} (Ciclo de Trabajo máximo)	0,5
P_o (Potencia de salida)	200 [W]
V_s (Voltaje de entrada)	36,6 [V]
V_o (Voltaje de salida)	330 [V]
$\Delta V_{o,p-p}$ (Variación de V_o peak-to-peak)	3,3 [V]
$\Delta V_{pv,p-p}$ (Variación de V_{pv} peak-to-peak)	0,36 [V]
$V_{pv,min}$ (Voltaje mínimo de panel)	12 [V]

Para el diseño de este convertidor se seguirán los siguientes pasos:

- Diseño del Transformador
- Diseño del Filtro de Entrada al Convertidor
- Diseño de Filtro C y Carga
- Diseño de Circuito de Disparo
- Diseño de Protecciones y Otros



3.4.1. Transformador

El diseño del transformador para el convertidor Flyback que se describe a continuación responde al seguimiento de pasos fundamentados desde un punto de vista más práctico que teórico pero sin desconocer la teoría detrás de este diseño. Los pasos a seguir son los que explican a continuación.

- **Paso 1: Determinar la corriente peak de magnetización del transformador**

El voltaje de entrada se describe como

$$V_{pv,max} = V_{pv} = \frac{L_m I_{Lm,max}}{D_{max} T_s} \quad (3.6)$$

Por otra parte, la potencia de salida se puede describir como la energía almacenada en la inductancia de magnetización durante el periodo de conmutación, es decir

$$P_o = \frac{L_m I_{Lm,max}^2}{2T_s} \quad (3.7)$$

Luego, dividiendo la potencia de salida por el voltaje de alimentación, se tiene entonces:

$$\frac{P_o}{V_{pv}} = \frac{L_m I_{Lm,max}^2 D_{max} T_s}{2T_s L_m I_{Lm,max}} \quad (3.8)$$

$$\frac{P_o}{V_{pv}} = \frac{I_{Lm,max} D_{max}}{2}$$



Despejando finalmente se obtiene que

$$I_{Lm,max} = \frac{2P_o}{V_{pv} D_{max}} \quad (3.9)$$

$$I_{Lm,max} = \frac{2 \cdot 200}{36,6 \cdot 0,5} = 21,858 \text{ [A]}$$

- **Paso 2: Relacionar los ciclos de trabajo mínimo y máximo**

En el convertidor flyback la regulación se cumple variando el ciclo de trabajo del switch a través de límites predeterminados, los cuales son designados como D_{min} y D_{max} . Si el voltaje de entrada al convertidor varía desde $V_{pv,min}$ y V_{pv} , entonces

$$D_{min} = \frac{D_{max}}{(1 - D_{max})K_D + D_{max}} \quad (3.10)$$

con

$$K_D = \frac{V_{pv}}{V_{pv,min}} \quad (3.11)$$

$$K_D = \frac{36,6}{12} = 3,05$$

Luego,

$$D_{min} = \frac{0,5}{(1-0,5) \cdot 3,05 + 0,5} = 0,247$$

- **Paso 3: Calcular la inductancia de magnetización**

A partir de (3.6) se tiene entonces

$$L_m = \frac{V_{pv} D_{max}}{I_{Lm,max} f_s}, f_s = \frac{1}{T_s} \quad (3.12)$$

$$L_m = \frac{36,6 \cdot 0,5}{21,858 \cdot 20 \cdot 10^3} = 41,86 \text{ } [\mu\text{H}]$$

- **Paso 4: Elección del núcleo y determinación de la densidad de flujo máximo**

La elección de núcleo del transformador para este convertidor en particular está basada en la disponibilidad de núcleos de ferrita en el Laboratorio de Convertidores Estáticos. Se busca un núcleo lo suficientemente robusto para soportar la potencia de salida y el voltaje de salida. Por lo tanto, se escoge un núcleo tipo 0P48020EC de Magnetics, cuyas dimensiones están especificadas en el 7.3.Anexo C, mientras que los datos de interés para este paso son los siguientes:

TABLA 3.3 Parámetros efectivos núcleo 0P48020EC.

Parámetro	Valor
A_L (Índice de inductancia nominal)	5080 [nH/vueltas ²]
A_e (Área efectiva del núcleo)	392 [mm ²]
$W_a A_e$ (Producto entre el área de devanado y el área efectiva del núcleo)	30,8 [cm ⁴]

Por otra parte, el producto entre el área de devanado del núcleo y el área efectiva de éste se determina a partir de la siguiente ecuación:

$$W_a A_e = \frac{4 \cdot 6,33 \cdot L_m \cdot I_{Lm,max} \cdot d^2 \cdot 10^8}{B_{max}} \quad (3.13)$$

en donde

- W_a : Área de devanado,
 A_e : Área efectiva del núcleo,
 L_m : Inductancia de magnetización,
 $I_{Lm,max}$: Corriente de magnetización peak,
 d : Diámetro del alambre lado primario, y
 B_{max} : Densidad de flujo magnético máximo.

El diámetro del alambre se escoge a partir de la cantidad de corriente que puede soportar. En este caso se elige como alternativa un alambre AWG 12 ($d = 0.2053[\text{cm}]$) que son capaces de soportar hasta 25[A] DC, lo cual es ideal considerando el peak de corriente de magnetización que alcanza este convertidor.

Por otra parte, despejando (3.13) se tiene que la densidad de flujo máxima de este transformador es

$$B_{max} = \frac{4 \cdot 6,33 \cdot L_m \cdot I_{Lm,max} \cdot d^2 \cdot 10^8}{W_a A_e}$$

$$B_{max} = \frac{4 \cdot 6,33 \cdot 41,86 \cdot 10^{-6} \cdot 21,858 \cdot 0,2053^2 \cdot 10^8}{30,8} = 3.170 \text{ [gauss]} \quad (3.14)$$

$$B_{max} = 0.317 \text{ [T]}$$

- **Paso 5: Obtener el número de vueltas del lado primario del transformador**

Este valor se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$N_p = \frac{L_m I_{Lm,max}}{B_{max} A_e} \quad (3.15)$$

$$N_p = \frac{41,86 \cdot 10^{-6} \cdot 21,858}{0,317 \cdot 392 \cdot 10^{-6}} = 7,362 \text{ vueltas} \approx 8 \text{ vueltas}$$

El número de vueltas aproximado se utilizará para la construcción del transformador, tanto en este caso como para el número de vueltas del secundario. Sin embargo, para el resto de los pasos, se utilizará el número de vueltas calculado.

- **Paso 6: Calcular la longitud del entrehierro del núcleo**

El cálculo de la longitud del entrehierro necesario se obtiene a partir de la siguiente ecuación:

$$l_g = \frac{\mu_o \mu_{r,aire} N_p^2 A_e}{L_m}, \mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7} \left[\frac{\text{N}}{\text{A}^2} \right], \mu_{r,aire} = 1 \quad (3.16)$$

en donde

l_g : Longitud del espacio de aire del núcleo,

μ_0 : Permeabilidad magnética del vacío, y

$\mu_{r,aire}$: Permeabilidad magnética relativa del aire (adimensional).

Luego,

$$l_g = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1 \cdot 7,362^2 \cdot 3,92 \cdot 10^{-6}}{41,86 \cdot 10^{-6}} = 0,64 \text{ [mm]}$$

• ***Paso 7: Obtener el número de vueltas del lado secundario del transformador***

En este caso, el número de vueltas del lado secundario se obtiene a partir de

$$N_s = \frac{N_p V_o (1 - D_{max})}{V_{pv} D_{max}} \tag{3.17}$$

$$N_s = \frac{7,362 \cdot 330 \cdot (1 - 0,5)}{36,6 \cdot 0,5} = 66,383 \text{ vueltas} \approx 67 \text{ vueltas}$$



3.4.2. Filtro de Entrada al Convertidor

Es de suma importancia incorporar un capacitor de entrada al convertidor que actúe como filtro para reducir el rizado de corriente de entrada en alta frecuencia y así evitar que el ruido generado por la conmutación del interruptor afecte de forma nociva al panel fotovoltaico.

Para realizar el diseño primero es necesario hacer un análisis de Fourier de un tren de pulsos de amplitud unitaria y ciclo de trabajo D . El coeficiente de Fourier para $n \neq 0$, donde n corresponde al número de armónicos, es

$$c_n = \frac{2 \cdot 1}{n\pi} \cdot \text{sen}(n\pi D) \quad (3.18)$$

Por otra parte, considerando que este análisis de Fourier es realizado para la corriente del panel fotovoltaico, el peak está dado a partir de la componente DC ($n = 0$):

$$\begin{aligned} I_{pv} &= I_{pv,p} D \\ I_{pv,p} &= \frac{I_{pv}}{D} \end{aligned} \quad (3.19)$$

Luego, combinando (3.18) con (3.19) se obtiene el real contenido espectral de este tren de pulsos:

$$\hat{I}_{pv} = I_{pv,p} \cdot c_n = 2 \cdot I_{pv} \cdot \left| \frac{\text{sen}(n\pi D)}{n\pi D} \right| \quad (3.20)$$

A partir del resultado anterior entonces se puede obtener la magnitud de impedancia necesaria para amortiguar el rizado de voltaje generado por la conmutación y que puede afectar al panel fotovoltaico, es decir,

$$\left| Z_{pv} \right| = \frac{\Delta V_{pv,p-p}}{\hat{I}_{pv}} \quad (3.21)$$

Luego, a partir de la revisión gráfica de (3.20) para $0 \leq D \leq 1$ se debe considerar un intervalo del ciclo de trabajo en el cual el convertidor va a trabajar y se debe hallar el peor caso dentro de este intervalo, es decir, en donde \hat{I}_{pv} sea mayor. Este análisis sólo se considerará para $n = 1$.

En este caso, el intervalo del ciclo de trabajo está fijado entre 0.247 y 0.5, y el peor caso se da para $D = 0,247$, lo que da un valor normalizado de

$$\frac{\hat{I}_{pv}}{2I_{pv}} = \left| \frac{\text{sen}(\pi \cdot 0,247)}{\pi \cdot 0,247} \right| = 0,902$$

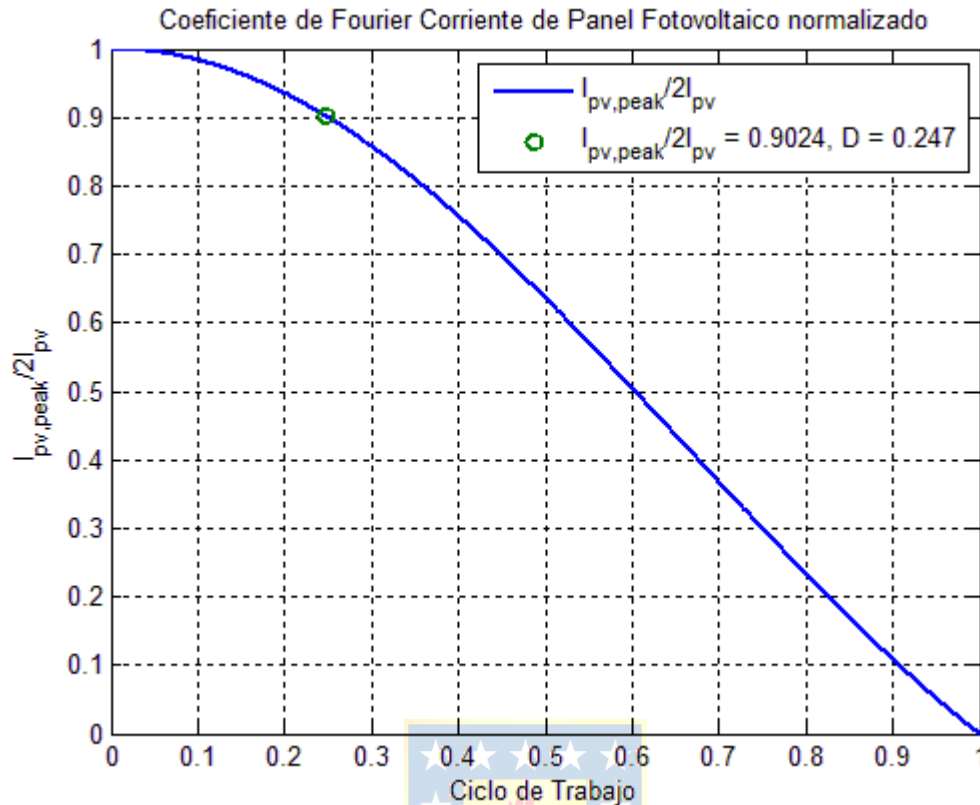


Fig. 3.11 Coeficiente de Fourier de la Corriente de Panel Fotovoltaico normalizado.

Luego,

$$\hat{I}_{pv} = 2 \cdot 4,92 \cdot 0,902 = 8,88 \text{ [A]}$$

$$\Rightarrow |Z_{pv}| = \frac{0,36}{8,88} = 0,041 \text{ [\Omega]}$$

Finalmente, el capacitor de entrada para el filtro de esta señal se da por

$$C_{pv} = \frac{1}{2\pi f_s |Z_{pv}|} \tag{3.22}$$

$$C_{pv} = \frac{1}{2\pi \cdot 20.000 \cdot 0,041} = 194,1 \text{ [\mu F]}$$

3.4.3. Filtro de Salida y Carga

Para el diseño de la carga se considera en el cálculo de la resistencia de carga y el condensador de filtro. Se debe tener en cuenta que la potencia total será la n-veces la potencia de salida de cada convertidor. En este caso,

$$P_{o,total} = n \cdot P_o, n = 2$$

$$P_{o,total} = 2 \cdot 200 = 400 \text{ [W]} \quad (3.23)$$

A partir de la potencia de salida en función del voltaje de carga y la resistencia de carga, se tiene que

$$R = \frac{V_o^2}{P_{o,total}}$$

$$R = \frac{330^2}{400} = 272,25 \text{ } [\Omega] \quad (3.24)$$

Por otra parte, para el condensador de filtro se obtiene a partir de la reordenación de la ecuación (4.56):

$$C = \frac{1}{\Delta V_{o,p-p}} \cdot \frac{V_{pv} D_{max}^2 T_s}{4V_o} \left(\frac{V_{pv} D_{max} T_s}{L_m} \cdot \frac{N_p}{N_s} - \frac{V_o}{R} \right) \cdot \frac{N_s}{N_p}$$

$$C = \frac{1}{3,3} \cdot \frac{36,6 \cdot 0,5^2}{4 \cdot 330 \cdot 20.000} \left(\frac{36,6 \cdot 0,5}{41,86 \cdot 10^{-6} \cdot 20.000} \cdot \frac{7,362}{66,383} - \frac{330}{272,25} \right) \cdot \frac{66,383}{7,362} = 1,148 \text{ } [\mu\text{F}] \quad (3.25)$$

3.5. Análisis y Diseño del Circuito de Excitación

3.5.1. Concepto general

Por circuito de excitación o driver se entiende como aquel sistema capaz de gobernar eficazmente la conducción o no conducción de un interruptor de potencia partiendo de las órdenes que le llegan desde el circuito de control. Esto es debido a que los circuitos de control, y los circuitos de potencia no tienen los mismos niveles de tensión y corriente. Por lo tanto, es necesario utilizar una etapa de adaptación de tensiones, corrientes e impedancias, para que el dispositivo de generación de pulsos y el interruptor de potencia puedan interactuar (Fig. 3.12 a)). A continuación, se hace una descripción del circuito de excitación utilizando MOSFET.

3.5.2. Circuito de Excitación para MOSFET

El MOSFET es un dispositivo controlado por tensión y que resulta relativamente simple de activar y desactivar, lo cual es una ventaja sobre el transistor de juntura bipolar. El estado de conducción se consigue cuando la tensión gate-source sobrepasa de forma suficiente la tensión de umbral, lo que fuerza al transistor a entrar en la región de trabajo óhmica. Normalmente, la tensión gate-source de un MOSFET para el estado activado está entre los 10 y 20[V]. El estado desactivado se consigue con una tensión menor que la tensión umbral. Las corrientes de puerta para los estados de encendido y apagado son esencialmente cero. Sin embargo, es necesario cargar la capacidad de entrada parásita para poner al MOSFET en conducción, y descargarla para apagarlo. En la Fig. 3.12 b) se observa un circuito de excitación tipo Totem-Pole, el cual consiste en dos transistores, uno tipo N y el otro tipo P (en la imagen un BJT NPN y un PNP) con sus bases acopladas y que se encienden y apagan alternadamente a partir de la diferencia entre la señal de control y la de alimentación V_{EE} . La señal de salida se toma donde el emisor del transistor tipo N se encuentra con el emisor del transistor tipo P.

Por otra parte, es deseable que haya un aislamiento eléctrico entre el transistor y el circuito de control, a causa de los niveles de tensión del MOSFET. Se suelen utilizar circuitos acoplados magnética u ópticamente (optoacopladores) para el aislamiento eléctrico (Fig. 3.13).

Este análisis para el MOSFET se aplica igualmente para el IGBT, ya que en términos de requerimientos para el circuito de excitación son similares.

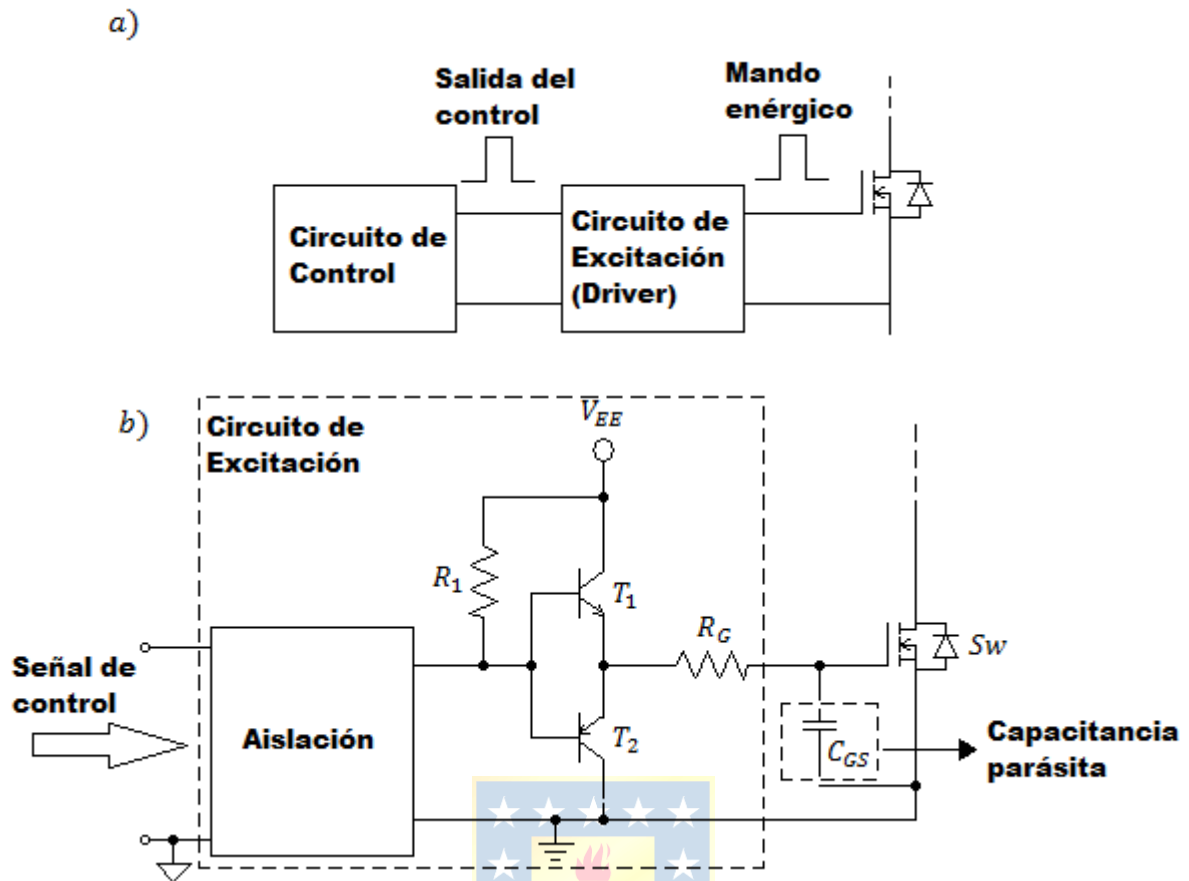


Fig. 3.12 Circuito de Excitación.

(a) Diagrama en bloques, (b) Circuito de excitación para MOSFET.

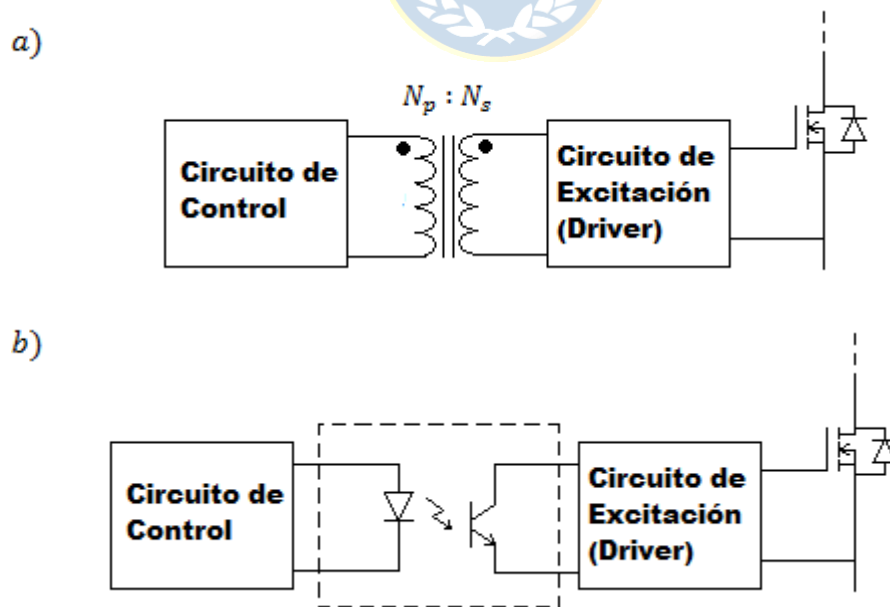


Fig. 3.13 Tipos de aislación eléctrica para la señal de control.

(a) Aislación galvánica, (b) Aislación óptica.

3.5.3. Diseño del Circuito de Excitación

Para el diseño del circuito de excitación es necesario conocer ciertos datos proporcionados por el datasheet del dispositivo digital que generará los pulsos de disparo y del dispositivo que aislará esta etapa digital de la etapa de potencia. El dispositivo digital será un microcontrolador Microchip PIC18F4550 y el dispositivo de aislamiento será un optoacoplador HCPL-3120.

Los siguientes datos corresponden a los utilizados para el diseño de esta etapa:

TABLA 3.4 Parámetros Microchip PIC18F4550.

Parámetro	Valor	
V_{OL} (Voltaje de salida bajo)	0,6	[V]
V_{DD} (Voltaje de alimentación)	5,5	[V]
V_{OH} (Voltaje de salida alto)	$V_{DD} - 0,7$	[V]
I_O (Corriente de salida (Corriente del LED))	16	[mA]

TABLA 3.5 Parámetros Optoacoplador HCPL-3120.

Parámetro	Valor	
V_{CC} (Voltaje de suministro positivo)	18	[V]
V_{EE} (Voltaje de suministro negativo)	0	[V]
V_F (Voltaje del LED encendido)	1,8	[V]
$I_{OL,peak}$ (Corriente de bajo nivel peak)	2,5	[A]
V_{OL} (Voltaje de bajo nivel)	2	[V]
Q_C (Carga electrostática)	500	[nC]
I_{CC} (Corriente de suministro)	4,5	[mA]
$I_{CC,max}$ (Corriente de suministro máxima)	3,85 @ $T = 85$ [°C]	[mA]

Para obtener el voltaje de entrada al optoacoplador V_F se debe calcular una resistencia que genere una caída de tensión entre la salida del microcontrolador y el pin de entrada al optoacoplador.

Por lo tanto, a partir de

$$V_{OH} - R_F I_O = V_F$$

$$R_F = \frac{V_{OH} - V_F}{I_O} \quad (3.26)$$

$$R_F = \frac{4,8 - 1,8}{16 \cdot 10^{-3}} = 187,5 \text{ } [\Omega]$$

Ahora, se debe obtener la resistencia R_G que se observa en la Fig. 3.12 b). El valor mínimo que ésta debe tener se da por

$$R_{G,min} \geq \frac{V_{CC} - V_{EE} - V_{OL}}{I_{OL,peak}} \quad (3.27)$$

$$R_{G,min} \geq \frac{18-0-2}{2,5} = 6,4 [\Omega] \approx 7 [\Omega]$$

Por otra parte, se debe considerar la disipación de potencia y la potencia de emisión a partir de las siguientes ecuaciones:

$$P_T = P_E + P_{O,opto} \quad (3.28)$$

$$P_E = I_O V_F D_{max} \quad (3.29)$$

$$P_{O,opto} = P_{O,bias} + P_{O,switching} \quad (3.30)$$

$$P_{O,opto} = I_{CC} (V_{CC} - V_{EE}) + E_{Sw}(R_G, Q_G) f_s \quad (3.31)$$

donde

- I_O : Corriente de salida microcontrolador (Corriente del LED),
 V_F : Voltaje del LED encendido,
 D_{maz} : Duty Cycle máximo,
 I_{CC} : Corriente de suministro optoacoplador,
 V_{CC} : Voltaje de suministro positivo optoacoplador,
 V_{EE} : Voltaje de suministro negativo optoacoplador,
 $E_{Sw}(R_G, Q_G)$: Energía disipada en el HCPL-3120 por cada ciclo de switcheo del transistor, y
 f_s : Frecuencia de conmutación.

Por un lado, de la ecuación (3.29) se obtiene que

$$P_E = 15,6 [\text{mW}]$$

Ahora, en la ecuación (3.31), realizando una observación en el datasheet del HCPL-3120, se tiene que para

$$R_G = 7 [\Omega] \Rightarrow E_{Sw} = 7 [\mu\text{J}]$$

Luego, considerando una temperatura de operación de 85°C, se obtiene que

$$P_{O,opto} = 3,75 \cdot 10^{-3} \cdot 18 + 7 \cdot 10^{-6} \cdot 20.000 = 207,5 [\text{mW}]$$

Revisando nuevamente el datasheet, se observa que en 85°C, la máxima potencia de salida del optoacoplador es de 178[mW]. Por lo tanto, se debe reducir la disipación de potencia de éste. Para lograrlo se reordena la ecuación (3.30) y se obtiene:

$$\begin{aligned} P_{O,switching} &= P_{O,opto} - P_{O,opto}, @ T = 85 \text{ [}^\circ\text{C]} \\ P_{O,switching} &= 29,5 \text{ [mW]} \end{aligned} \quad (3.32)$$

Luego, la energía máxima disipada se da por

$$\begin{aligned} E_{Sw} &= \frac{P_{O,switching}}{f_s}, @ T = 85 \text{ [}^\circ\text{C]} \\ E_{Sw} &= \frac{29,5 \cdot 10^{-3}}{20.000} = 1,475 \text{ [}\mu\text{J]} \end{aligned} \quad (3.33)$$

y revisando el datasheet, se obtiene finalmente que para la carga $Q_G = 500[\text{nC}]$

$$R_G \approx 18 \text{ [}\Omega\text{]}$$

Se considera una operación a una temperatura de 85°C como una condición desfavorable y es por eso que el diseño se hace en base a ese valor.

3.6. Protecciones a la Etapa de Potencia

Todo circuito, al ser energizado, tiene la posibilidad de ser afectado por una eventual sobrecorriente, provocando daño en éste, por lo que es necesario incluir una medida de protección ante posibles eventos de esa naturaleza. En este aspecto, los fusibles son una gran alternativa y que se considera como protección de este convertidor.

Un fusible es un elemento que consiste en un hilo conductor de determinado material (estaño, cobre, aleación de plata, etc.) cuya función es proteger el equipo en caso de sobrecorriente. Cuando ocurre algún fenómeno que genere un efecto de sobrecorriente o si una alta corriente circula por el fusible durante mucho tiempo, provoca que su hilo conductor se caliente hasta llegar al punto de derretimiento. En ese momento se genera un vacío en el hilo conductor y se crea un arco de voltaje por el cual la corriente puede seguir circulando hasta que éste es demasiado ancho y el flujo de corriente es interrumpido.

Existen distintos tipos de fusibles, entre los cuales se destacan:

- **Fusible de Actuación Rápida:** Este tipo de fusible se caracteriza por abrirse rápidamente cuando el nivel de corriente permitido es superado. Se utiliza en circuitos eléctricos donde la probabilidad de sobrecorriente es casi inexistente y para circuitos electrónicos sensible y se clasifican de la siguiente forma:

- **Tipo F:** De actuación rápida y se abre en 10 veces la corriente especificada entre un rango de tiempo de 1-10 [ms].
- **Tipo FF:** De actuación muy rápida y se abre en 10 veces la corriente especificada entre un rango de tiempo menor a 1[ms].
- **Fusible de Retardo:** Este tipo de fusible posee un mecanismo de retardo que permite que exista un nivel de sobrecorriente durante un tiempo determinado, pero se abre al momento de experimentar sobrecargas prolongadas o en corto circuitos. Se utiliza para proteger cargas capacitivas que experimentan un alto paso de corriente durante el energizado inicial, lo que lo hace ideal para convertidores DC-DC que posean un capacitor de entrada. Se clasifican de la siguiente forma:
 - **Tipo T:** De retraso y se abre en 10 veces la corriente especificada entre un rango de tiempo de 10-100[ms].
 - **Tipo TT:** De largo retraso y se abre en 10 veces la corriente especificada entre un rango de tiempo de 0,1-1[s].

Para la selección de fusibles, además de tener en cuenta el tipo de fusible ideal para el convertidor, es necesario considerar ciertos parámetros, entre los cuales los más importantes son:

- **Rango de Voltaje:** Máximo voltaje que se puede aplicar al fusible. En este caso debe ser igual o mayor al voltaje de entrada ($V_{pv} = 36,6$ [V]).
- **Rango de Corriente:** Rango de corriente nominal o de valor típico. Para un convertidor DC-DC es importante tener en cuenta que durante cada estado la corriente aumenta o disminuye, al igual que el voltaje, lo que permite una potencia constante. Por lo tanto, el criterio que se debe usar es la corriente máxima que alcanza el convertidor en su entrada, específicamente para este caso, la corriente de magnetización de acuerdo a la ecuación (3.9). Luego, el rango de corriente debe ser igual o mayor a ese valor.
- **Rango de Interrupción:** Corriente máxima a un voltaje especificado al cual el fusible se abre sin ruptura.
- **Cambios de temperatura:** Las especificaciones de los fusibles son hechos a una temperatura alrededor de los 25°C. Sin embargo, al aumentar la temperatura provoca que la corriente a la cual el fusible es especificado disminuya. Por lo tanto, es importante que el fusible tenga cierta sobredimensión debido a este factor.

En resumen, el fusible a seleccionar debe tener las siguientes características:

- Fusible tipo T o TT.
- Rango de Voltaje igual o superior a 36,6[V]
- Corriente máxima igual o superior a los ~ 22 [A]

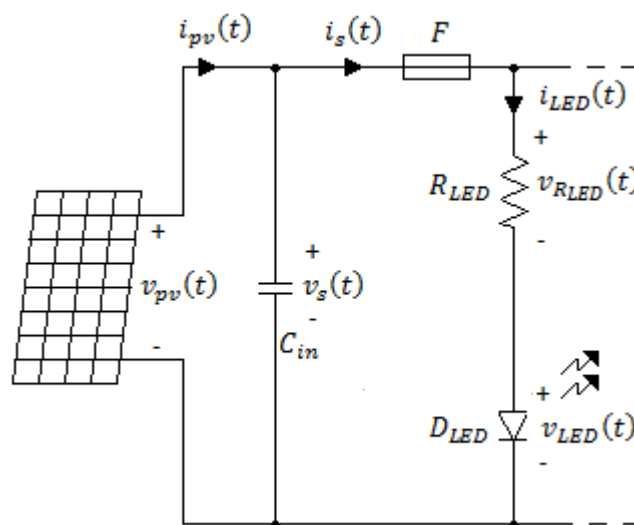


Fig. 3.14 Entrada del Microconvertidor Flyback incluyendo fusible.

Otro elemento de protección que es de suma importancia es un diodo de bloqueo. Un diodo de bloqueo es un dispositivo semiconductor que se conecta en el terminal positivo del panel fotovoltaico, cuyo objetivo es evitar que circule una corriente inversa hacia este módulo y lo dañe.

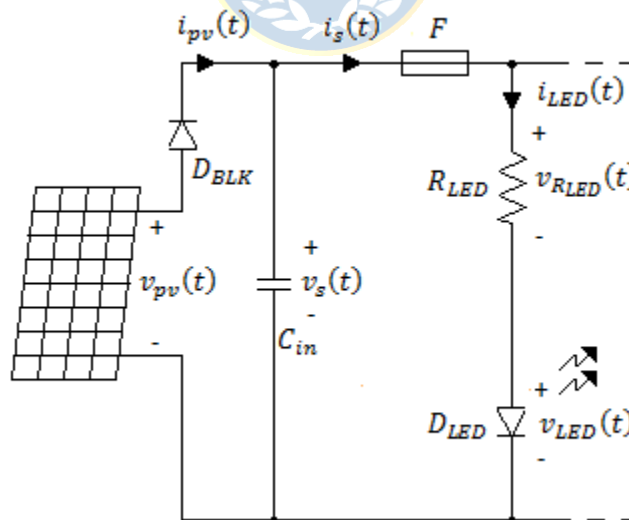


Fig. 3.15 Entrada del Microconvertidor Flyback incluyendo diodo de bloqueo.

3.7. Otros criterios de diseño

Existen otras consideraciones que se deben tener en cuenta al momento de implementar el circuito de potencia, como las máximas potencias que pueden tolerar las resistencias, voltajes del condensador, entre otros. En este sentido, se hacen las siguientes consideraciones:

- **Voltaje de los diodos:** Cuando los diodos se polarizan de manera inversa, se manifiesta una diferencia de potencial que se condiciona por las otras tensiones de la malla en la que se encuentra. Esta diferencia de potencial, sin embargo, no debe ser superior al voltaje de ruptura inversa para evitar que el diodo no entre en la región de ruptura de avalancha y sufra daño alguno. Por lo tanto, de acuerdo lo anterior, se tiene para cada diodo lo siguiente:

- *Diodo D:*

$$V_D(t) = -V_{pv} \cdot \frac{N_s}{N_p} - V_o \quad (3.34)$$

$$V_D(t) = -36,6 \cdot \frac{66,383}{7,362} - 330 = 660,02 \text{ [V]}$$

- *Diodo de Bloqueo:* El voltaje mínimo que debe soportar el diodo de bloqueo debe ser mayor al voltaje máximo de entrada que ve el convertidor, en particular, el voltaje máximo del panel, especificado en la TABLA 3.1.

- **Corriente de los diodos:** De manera similar al caso de la tensión de los diodos, es de suma importancia tener en cuenta la corriente máxima por el que circula el diodo y/o la corriente media que pasan a través de éstos. Por lo tanto, en cada caso se tiene lo siguiente:

- *Diodo D:* En este caso se tiene que la corriente máxima que pasa a través del diodo es

$$I_{D,max} = I_{Lm,max} \cdot \frac{N_p}{N_s} \quad (3.35)$$

$$I_{D,max} = 21,858 \cdot \frac{7,362}{66,383} = 2,424 \text{ [A]}$$

Mientras que la corriente del diodo promedio es igual a la tensión de salida dividida por la resistencia de carga. Sin embargo, se debe tener en cuenta que se tienen dos módulos Flyback que se conectarán en paralelo hacia el filtro C y a la resistencia de carga. Por lo tanto, hay que ver esta corriente promedio como si los convertidores sean totalmente independientes, lo que trae como consecuencia que

esa resistencia de carga aumente por el número de módulos que se van a implementar. Entonces, se tiene que

$$I_D = \frac{V_o}{n \cdot R}, n = 2$$

$$I_D = \frac{330}{2 \cdot 272,25} = 0,606 \text{ [A]} \quad (3.36)$$

- *Diodo de Bloqueo*: La corriente mínima que el diodo de bloqueo debe soportar es la corriente de corto circuito del panel fotovoltaico, especificada en la TABLA 3.1.
- **Calibre de los alambres**: A partir de los niveles de corriente máximos que circulan por el transformador es importante escoger un calibre de alambre de cobre suficientemente ancho. En este caso, y a partir de (3.9) y (3.35) se concluye lo siguiente:
 - *Calibre alambre primario del transformador*: AWG 12
 - *Calibre alambre secundario del transformador*: AWG 14

En la elección de estos calibres no se considera el efecto Skin.

- **Potencia de las resistencias**: En este punto es importante conocer la potencia que absorben las resistencias presentes en el circuito. En cada caso se tiene lo siguiente:

- *Resistencia R_F* :

$$P_{R_F} = I_O^2 \cdot R_F$$

$$P_{R_F} = 0,016^2 \cdot 187,5 = 0,048 \text{ [W]} \quad (3.37)$$

- *Resistencia R_G* :

$$P_{R_G} = P_{O,opto}$$

$$P_{R_G} = I_{CC} (V_{CC} - V_{EE}) + E_{Sw} (R_G, Q_G) f_s \quad (3.38)$$

$$P_{R_G} = 3,75 \cdot 10^{-3} \cdot 18 + 1,475 \cdot 10^{-6} \cdot 20.000 = 0,097 \text{ [W]}$$

- *Resistencia R* :

$$P_R = P_o$$

$$P_R = 400 \text{ [W]} \quad (3.39)$$

3.8. Verificación de la Etapa de Potencia en Lazo Abierto

Se ejecuta esta prueba de simulación para dos condiciones: Para los ciclos de trabajo de cada convertidor sincronizados y para los ciclos de trabajo desplazados en $T_s/2$. La idea de hacer estas pruebas es para observar cómo el desplazamiento afecta de forma positiva al rizado de corriente de salida para este tipo de sistemas que se conectan en paralelo, provocando una disminución de este efecto y por ende haciendo más eficiente el sistema.

Se puede decir que, en general, para el número de convertidores que se conecten en paralelo, el desplazamiento entre cada uno de los ciclos de trabajo debe ser el periodo de conmutación dividido por el número de convertidores, es decir

$$T_{des} = \frac{T_s}{N_{conv}} \quad (3.40)$$

donde

T_{des} : Periodo de desplazamiento,

T_s : Periodo de conmutación, y

N_{conv} : Número de convertidores.

La Fig. 3.17 se observan las formas de onda del sistema cuyos ciclos de trabajo se encuentran sincronizados, mientras que en la Fig. 3.18 son las formas de onda del sistema con los ciclos de trabajo desplazados. Al ser dos convertidores, el desplazamiento en tiempo es de $T_s/2$.

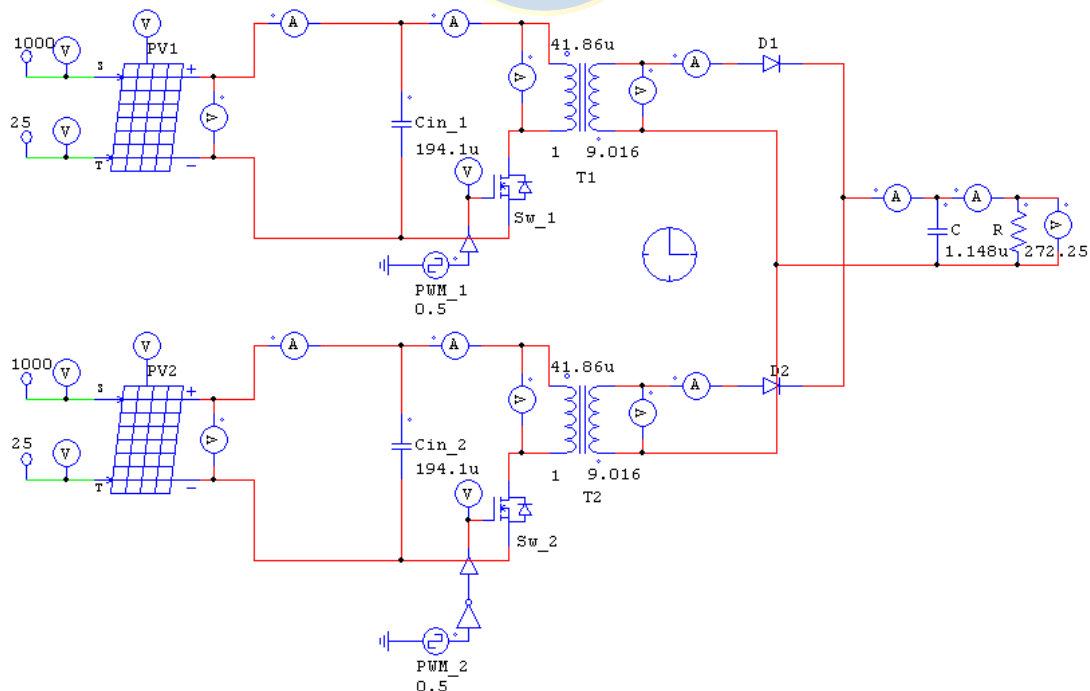


Fig. 3.16 Microconvertidores Flyback en lazo abierto para Simulación en PSIM.

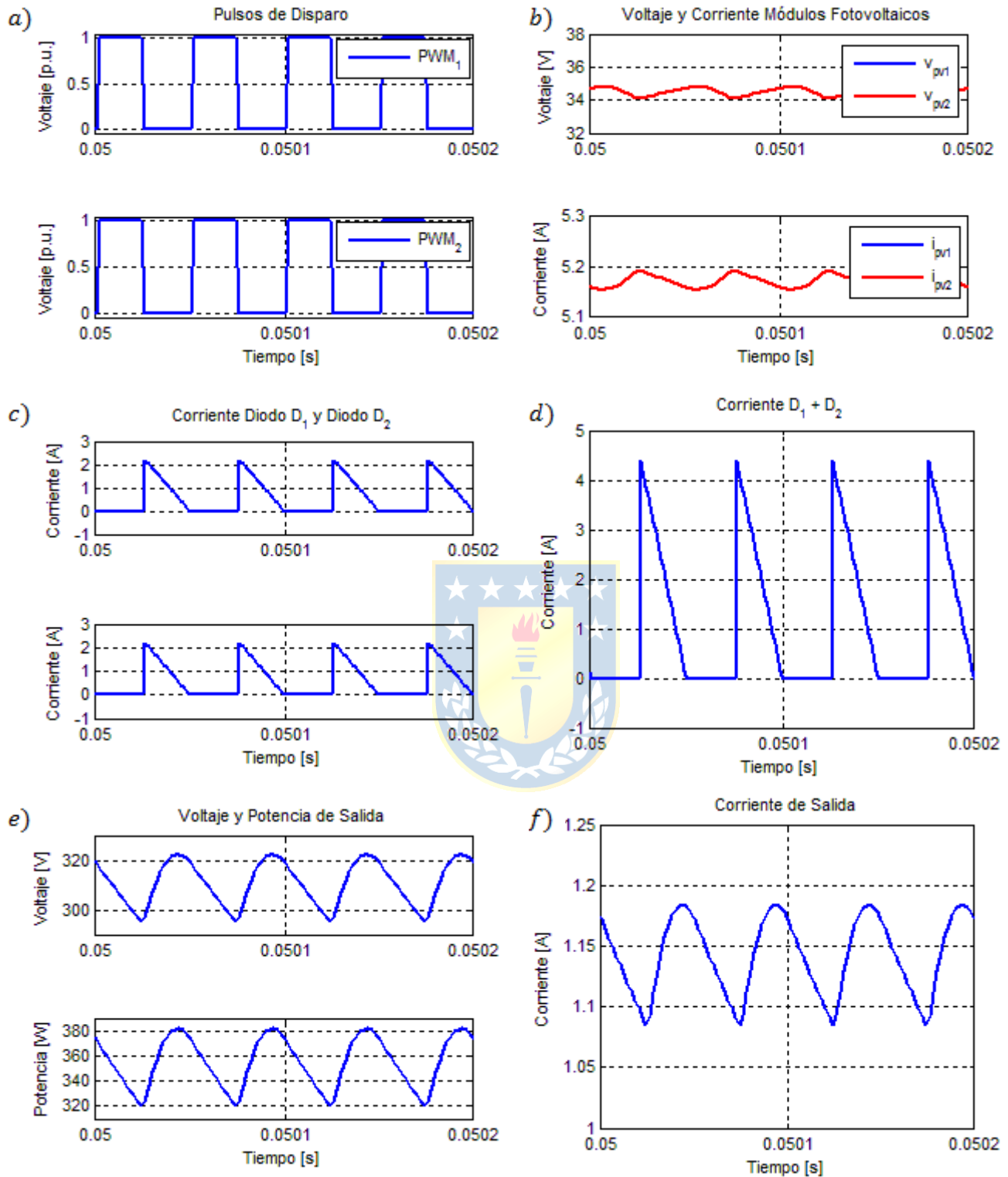


Fig. 3.17 Formas de onda Microconvertidores Flyback en lazo abierto y pulsos sincronizados.

(a) Pulsos PWM, (b) Voltaje y Corriente de Módulos Fotovoltaicos, (c) Corriente de los diodos, (d) Corriente de los diodos sumadas, (e) Voltaje y Potencia de Salida, (f) Corriente de Salida.

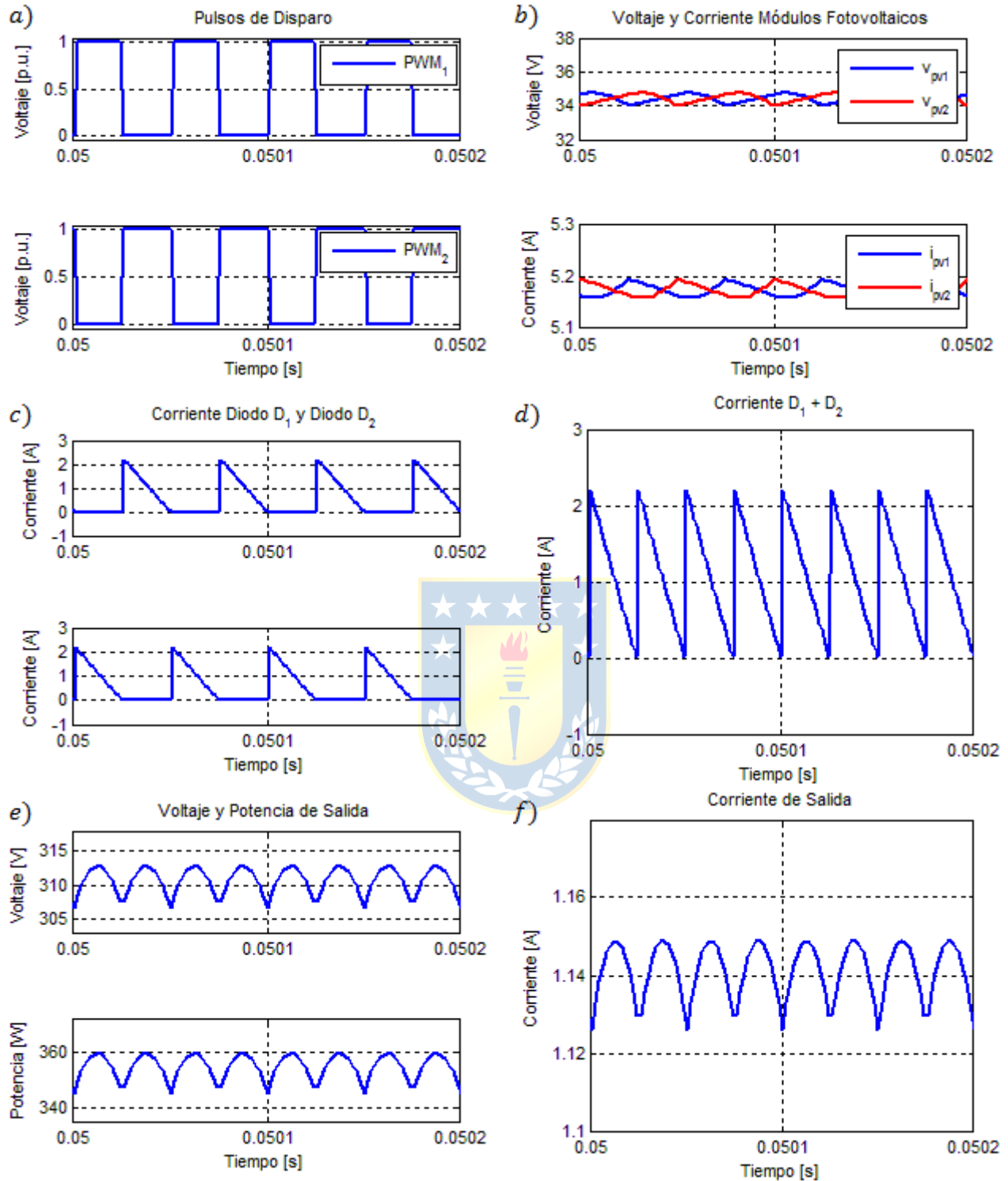


Fig. 3.18 Formas de onda Microconvertidores Flyback en lazo abierto y pulsos desplazados en $T/2$.

(a) Pulsos PWM, (b) Voltaje y Corriente de Módulos Fotovoltaicos, (c) Corriente de los diodos, (d) Corriente de los diodos sumadas, (e) Voltaje y Potencia de Salida, (f) Corriente de Salida.

De la Fig. 3.17 se observa el modo de operación discontinua de los convertidores a partir de las corrientes del lado secundario, y al tener los ciclos de trabajo sincronizados, se observa que de la suma de ambas corrientes resulta en un aumento de amplitud de la corriente discontinua. Esto trae como resultado que el valor de la corriente media siga distante respecto a la corriente peak, lo que conlleva a que el rizado de corriente, y por ende el rizado de voltaje y de potencia, a pesar de las diferencias de lo impuesto por diseño y los resultados, sea más alto de lo estipulado.

En la Fig. 3.18 se aprecia que las corrientes que circulan por los diodos, al encontrarse desplazadas, la suma de ambas provoca que la forma de onda discontinua se replique en aquel periodo de tiempo en que en cada convertidor el valor de la corriente sería cero, lo que permite que el valor medio de la corriente de salida sea más cercano al valor máximo de la corriente resultante, logrando una disminución del rizado, lo que se observa en las variables de salida.

Por otra parte, el rizado de corriente de salida, en cada caso, es el siguiente:

$$\Delta i_{D_r} = I_{D_r, max} - I_{D_r} \quad (3.41)$$

donde

Δi_{DT} : La variación de corriente total,

$I_{DT, max}$: La corriente máxima total de la corriente del diodo de cada convertidor, y

I_{DT} : La corriente promedio total de la corriente del diodo de cada convertidor.

Luego, para el caso de los pulsos sincronizados:

$$\Delta i_{D_r} = 4,4 - 1,212 = 3,188 \text{ [A]}$$

Mientras que para el caso de los pulsos desplazados:

$$\Delta i_{D_r} = 2,2 - 1,212 = 0,988 \text{ [A]}$$

De lo anterior, se corrobora una menor variación de la corriente de salida, permitiendo concluir que al tener los pulsos desplazados permite tener un sistema más eficiente.

Capítulo 4. Análisis y Diseño del Circuito Snubber

4.1. Concepto general

Los circuitos de protección reducen las pérdidas de potencia en un transistor durante la conmutación y protegen al dispositivo del estrés que se ve sometido durante la conmutación debido a altas tensiones y corrientes.

En el caso del circuito Flyback, uno de los factores que causa estrés al transistor es la energía almacenada en la inductancia de dispersión del transformador. La inductancia de dispersión conduce la misma corriente que el transistor cuando éste está activado. Cuando el transistor se apaga, la corriente en la inductancia de dispersión no puede cambiar de forma instantánea. La elevada di/dt causada por la corriente que disminuye rápidamente puede provocar una alta tensión en los bornes del transistor, y en conjunto con las capacitancias parásitas de éste, provocan una respuesta de segundo orden muy oscilante (Fig. 4.1).

4.2. Tipos de circuitos Snubber

Existen distintas proposiciones de circuitos de protección (o circuito snubber) para el convertidor Flyback. Típicamente se utiliza una configuración de circuito RC que va en paralelo al transistor (Fig. 4.2 a)) o una configuración RCD que va en paralelo al lado primario del transformador (Fig. 4.2 b)). En ambas configuraciones tiene como función proporcionar una ruta alternativa a la corriente que circula por el transistor. En ambos, el condensador absorbe la energía almacenada en la inductancia de dispersión del transformador, reduciendo el pico de tensión, mientras que la resistencia disipa esta energía cuando el transistor comienza a conducir.

Si bien, las alternativas mencionadas son usadas comúnmente, tienen la desventaja que parte de la energía absorbida se pierde por efecto Joule en la resistencia del circuito de protección. Por lo tanto, existen otros diseños que se basan en el uso de un transistor dedicado a la protección, siendo una buena alternativa pero más engorrosa y poco económica de implementar (Fig. 4.2 c)), mientras que también existe un diseño con elementos pasivos, con pérdidas casi inexistentes, cuyo funcionamiento se basa en un circuito LC resonante (Fig. 4.2 d)), que se explicará con mayor detalle a continuación.

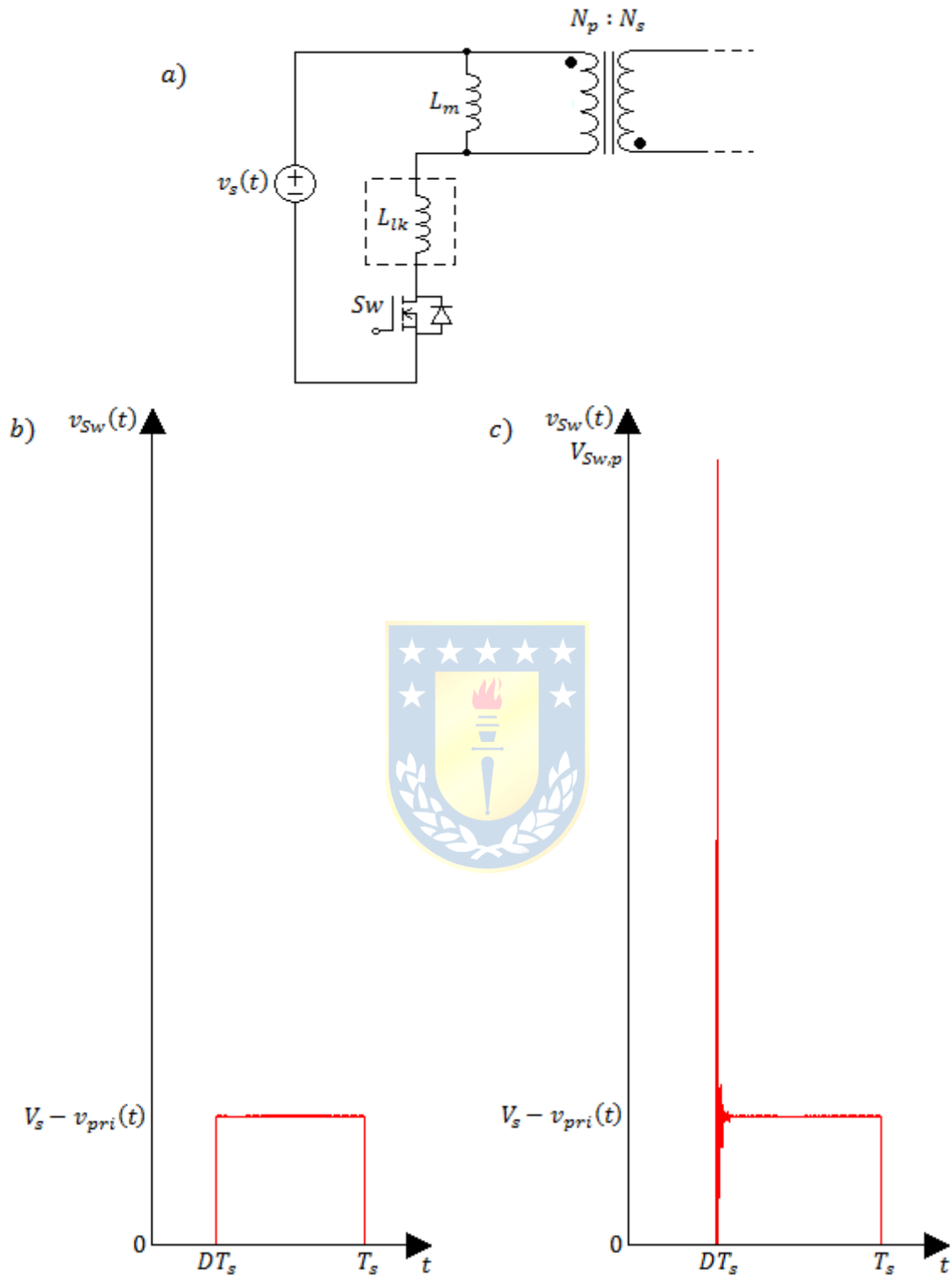


Fig. 4.1 Efecto de la inductancia de dispersión en transformador del convertidor flyback.

- (a) Circuito Flyback con inductancia de dispersión, (b) Voltaje del switch convertidor Flyback ideal, (c) Voltaje del switch convertidor Flyback con inductancia de magnetización.

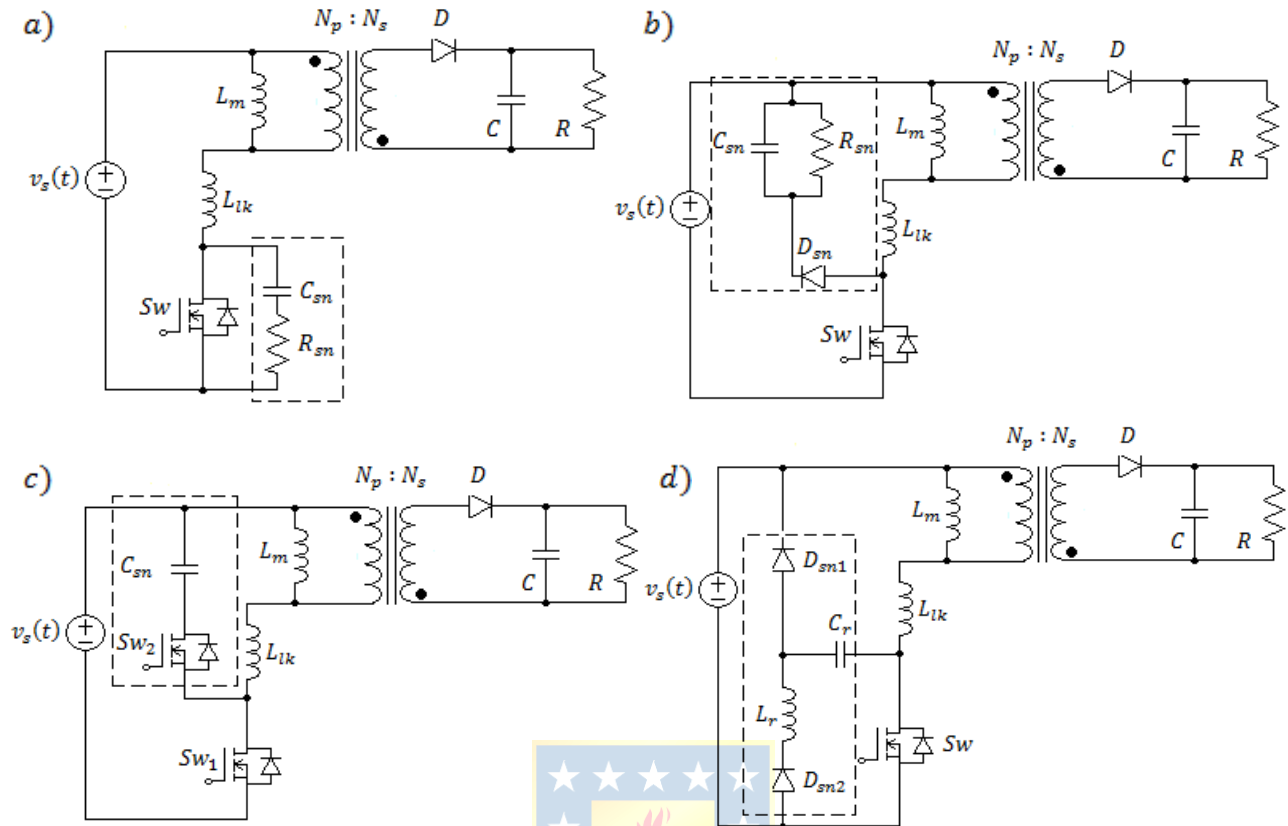


Fig. 4.2 Convertidores Flyback con circuitos de protección.

- (a) Circuito snubber RC, (b) Circuito snubber RCD, (c) Circuito snubber sin pérdidas activo, (d) Circuito snubber sin pérdidas pasivo.

4.3. Circuito Snubber pasivo sin pérdidas

Un circuito snubber pasivo sin pérdidas (Fig. 4.2 (d)) consiste en un circuito de protección cuya particularidad es que no incorpora elementos resistivos propiamente tales, salvo aquellos que en forma parásita son parte de los elementos almacenadores de energía y de los diodos. El circuito snubber pasivo sin pérdidas, a diferencia de los circuitos snubbers RC o RCD, al no contar con elementos resistivos que permitan disipar el calor, gran parte de esta energía se re al circuito de potencia, lo cual implica una disminución importante de pérdidas en éste, haciéndolo más eficiente.

El circuito snubber pasivo sin pérdidas está basado en un circuito resonante LC (Fig. 4.3), y se diseña en base a una frecuencia de resonancia determinada. El objetivo de este circuito resonante es contrarrestar y atenuar la resonancia que se produce entre la inductancia de dispersión primaria del transformador en conjunto con la capacitancia parásita entre colector-emisor o drain-to-source, dependiendo del transistor que se esté utilizando como switch. Así, el efecto oscilatorio y el peak de voltaje producido al apagarse el switch se reducen de forma considerable, optimizando el sistema.

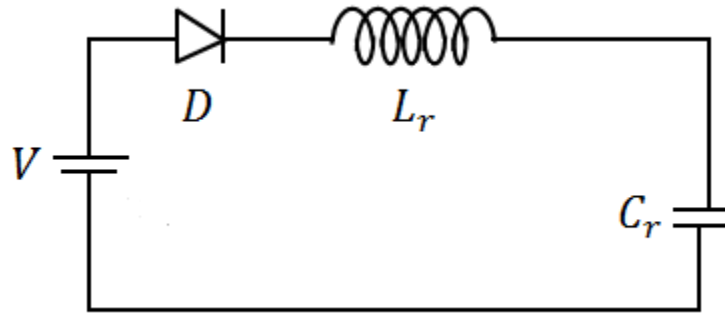


Fig. 4.3 Circuito snubber sin pérdidas equivalente típico.

Se realiza un análisis de operación de un circuito Flyback en conjunto con este circuito snubber. Para efectos de simplicidad en este análisis, no se considerarán los efectos de la inductancia de dispersión del transformador y la capacitancia parásita del switch. Una vez hecho este análisis, se hace el contraste entre este circuito comparándolo con el circuito sin snubber y un convertidor Flyback que incluye un circuito snubber RCD, considerando el efecto de estos elementos.

4.3.1. Análisis de operación circuito snubber pasivo sin pérdidas

Para realizar este análisis se definen cuatro modos de operación del convertidor Flyback con el circuito snubber, cada uno actuando en ciertos intervalos de tiempo durante el periodo de conmutación.

- **Modo 1** ($t_1 \leq t < t_2$): Este modo de operación ocurre en el instante que el switch se enciende.

Inmediatamente, en la malla demarcada en la Fig. 4.4 ocurre un efecto resonante entre C_r y L_r , lo que provoca como consecuencia que el voltaje que ve el condensador del snubber, cuyo voltaje inicial en este modo es el voltaje reflejado en el lado primario del transformador, cambie de signo, lo que provoca una variación en la corriente de este condensador, alcanzando su peak cuando este voltaje pasa por cero. Luego,

$$I_{C_r,p} = \frac{V_{C_r}}{Z_r} \quad (4.1)$$

donde el voltaje del capacitor es el valor absoluto del voltaje reflejado en el lado primario del transformador en el instante previo al encendido del switch y Z_r es la impedancia característica del circuito LC en serie, la cual es la impedancia tanto capacitiva como inductiva a la frecuencia de resonancia. Luego, se tiene

$$I_{C_r,p} = \frac{|v_{pri}|}{Z_r} = V_o \cdot \frac{N_p}{N_s} \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \quad (4.2)$$

También, el periodo de resonancia se da por

$$T_r = t_2 - t_1 = \frac{1}{f_r} = 2\pi\sqrt{L_r C_r} \quad (4.3)$$

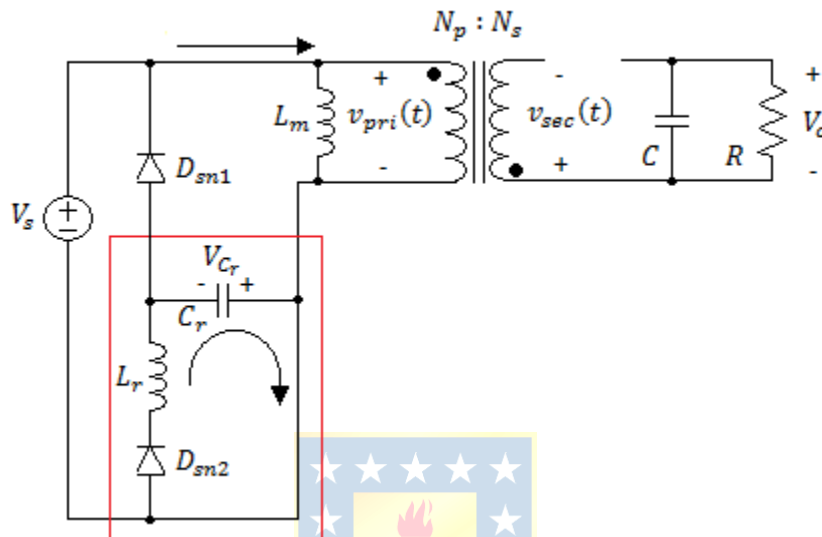


Fig. 4.4 Modo 1 Circuito Snubber sin pérdidas del Convertidor Flyback.

- **Modo 2** ($t_2 \leq t < t_3$): Este modo de operación es básicamente cuando el convertidor flyback entra en estado de conducción, por lo que mayores detalles no se pueden agregar con respecto a este tema. De todas maneras, cabe señalar que el tanto el voltaje del condensador resonante, que después del efecto resonante del modo anterior cambia de signo, como el voltaje que va desde el lado positivo de éste al ánodo del diodo snubber D_{sn2} (V_a) son iguales al voltaje primario del transformador en este estado, es decir

$$V_a = V_{C_r} = v_{pri} \quad (4.4)$$

Por otra parte, también

$$D_1 T_s = t_3 - t_1 \quad (4.5)$$

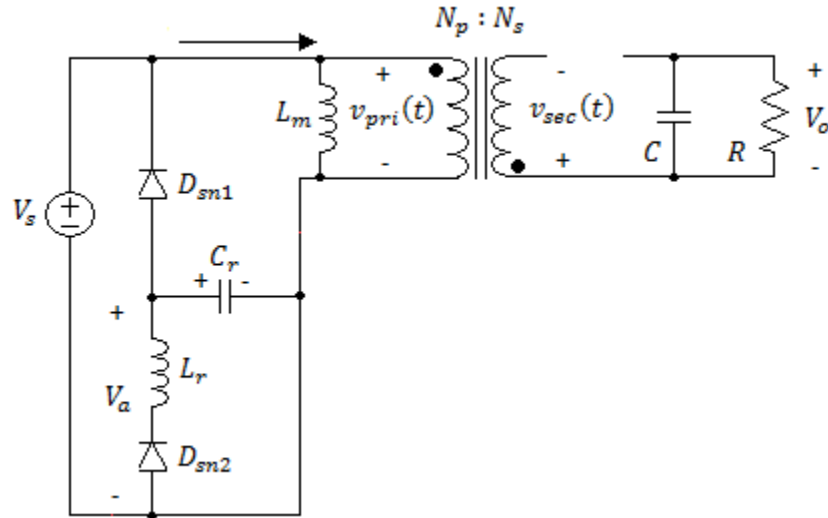


Fig. 4.5 Modo 2 Circuito Snubber sin pérdidas del Convertidor Flyback.

- **Modo 3** ($t_3 \leq t < t_4$): Este modo de operación ocurre inmediatamente después que el switch se apaga. En este instante, la corriente de magnetización del transformador cargado en la inductancia de magnetización actúa como una fuente de corriente constante para el condensador resonante, y éste fluye a través del diodo snubber D_{sn1} , cuya magnitud es la corriente de magnetización peak. Por otra parte, lo anterior trae como consecuencia que el voltaje de este condensador linealmente cambie de signo durante este intervalo de tiempo. Este efecto también se refleja en el voltaje del switch, cuyo crecimiento también se manifiesta de forma lineal en este intervalo de tiempo., mientras que la tensión V_a en este modo refleja la tensión de la fuente.

Respecto a la tensión de switch, al considerar la inductancia de dispersión del lado primario del transformador y el condensador parásito del switch, el efecto resonante entre estos dos estará presente y se generará un gran peak de voltaje, pero se verá atenuado debido a que también existirá este efecto entre la inductancia de dispersión en conjunto con el condensador resonante del snubber, cancelando en gran parte este efecto.

El tiempo de duración de este modo está dado por la variación de carga en el condensador resonante, considerando una capacitancia parásita del switch mucho más pequeña de tal forma que al despreciarla, se tiene:

$$T_{M3} = t_4 - t_3 = 2 \cdot v_{pri} \cdot \frac{C_r}{I_{Lm,max}} \quad (4.6)$$

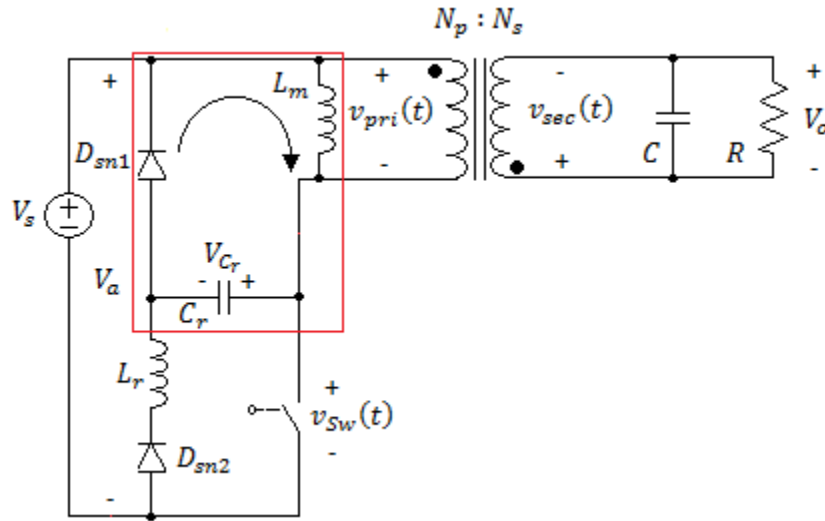


Fig. 4.6 Modo 3 Circuito Snubber sin pérdidas del Convertidor Flyback.

- **Modo 4** ($t_4 \leq t < T_s$): Este modo de operación abarca el estado de apagado del convertidor flyback, incluyendo el tercer estado que aparece cuando el convertidor opera en DCM ($t_5 \leq t < T_s$). Por lo tanto, basta con revisar el punto 3.2.2.2 y los circuitos de la Fig. 3.5 b) y c). Sin embargo, se puede denotar que el voltaje del condensador resonante es negativo debido a la descarga y carga lineal de este condensador del modo 3, mientras que el voltaje V_a es la suma entre el voltaje del condensador resonante y la tensión de alimentación, es decir

$$V_a = V_s + V_{C_r} = V_s + v_{pri} \quad (4.7)$$

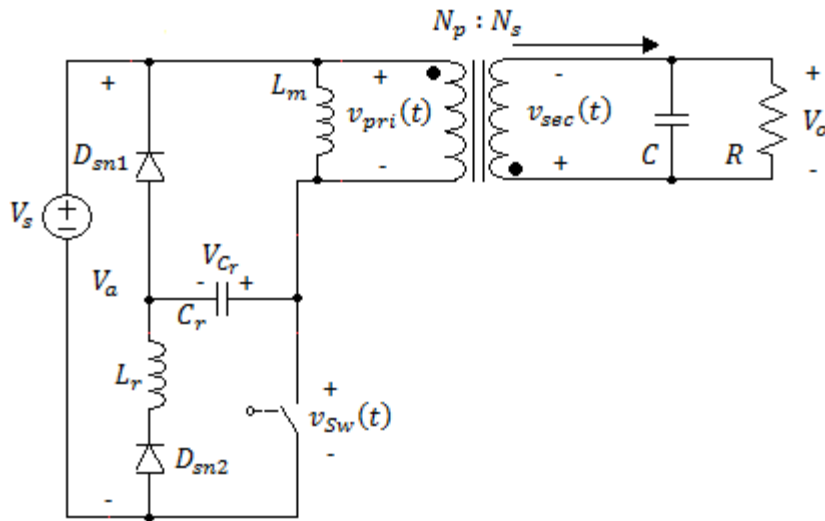


Fig. 4.7 Modo 4 Circuito Snubber sin pérdidas del Convertidor Flyback.

Las formas de onda relevantes de los modos de operación del snubber pasivo se observan en la siguiente figura:

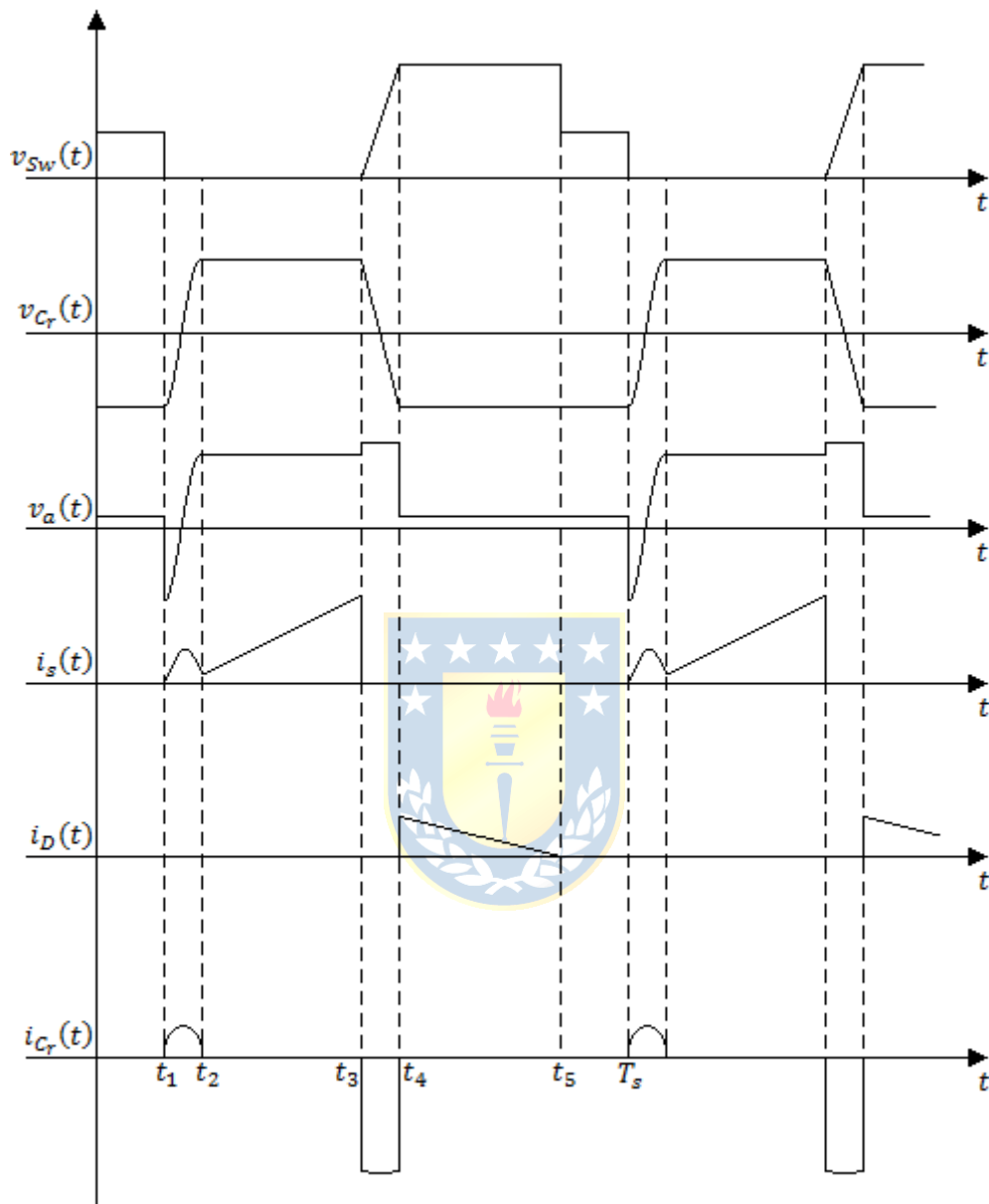


Fig. 4.8 Formas de onda del Convertidor Flyback en conjunto al snubber sin pérdidas.

Se aprecia de las formas de onda un efecto sobre la corriente del lado primario del convertidor, debido a la acción resonante entre C_r y L_r que produce una variación de corriente en esa malla que se forma durante el intervalo entre t_1 y t_2 . Esta variación de corriente parte desde cero en este caso, debido a que se está trabajando en el modo de operación discontinua.

Por otro lado, la inclusión del snubber sin pérdidas hace que, al momento de apagarse el switch, el crecimiento del voltaje del switch sea más lento, debido al efecto del condensador

resonante, cuya descarga y carga lineal durante el intervalo entre t_3 y t_4 . También, como se mencionó anteriormente, al considerar la inductancia de dispersión del lado primario y la capacitancia parásita del transformador, este snubber permite atenuar gran parte del peak de voltaje que se genera al momento de apagarse el switch, haciendo al convertidor más eficiente. La siguiente figura ilustra lo dicho, comparando el voltaje del switch entre un convertidor Flyback sin snubber, con un snubber RCD y un snubber sin pérdidas.

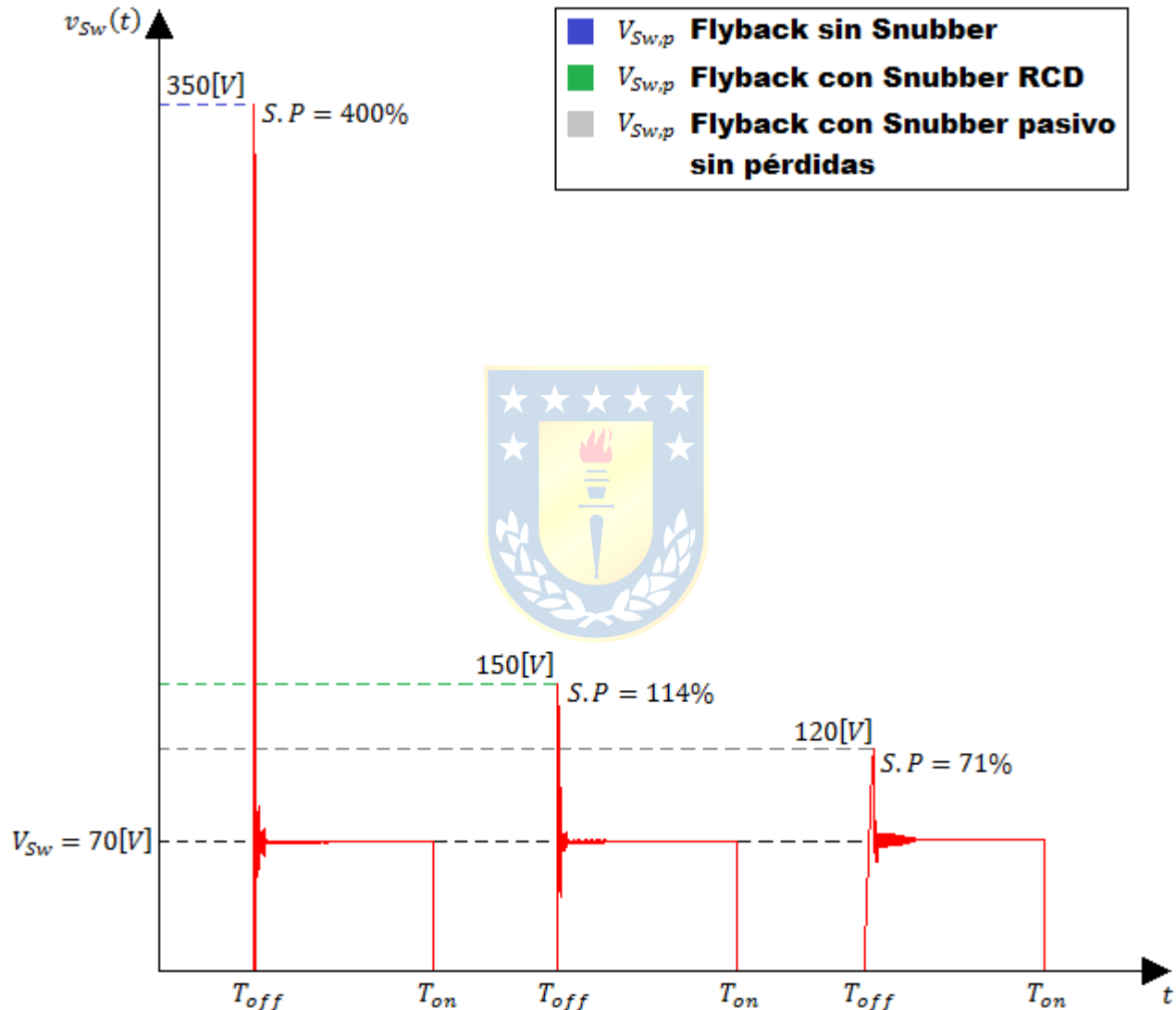


Fig. 4.9 Comparación del voltaje del switch convertidor Flyback con y sin circuitos snubber.

De este gráfico se observa claramente el comportamiento dinámico del voltaje del switch al tener en consideración el efecto resonante causado por la inductancia de dispersión del transformador y la capacitancia parásita del switch, alcanzando altísimos valores en el caso del Flyback sin circuito de protección. A su vez, se observa que el snubber sin pérdidas es la opción que mejor contrarresta este efecto nocivo para el switch.

4.3.2. Diseño del Circuito Snubber Pasivo sin Pérdidas

El diseño del circuito snubber sin pérdidas se basa en el circuito de la Fig. 4.3, el cual corresponde a un circuito resonante LC, cuya frecuencia de resonancia se determina a partir de

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (4.8)$$

Es necesario para el diseño imponer valores a dos de las variables para poder obtener el valor de la tercera variable que cumpla con los requisitos impuestos. En este caso, se impone la frecuencia de resonancia a una frecuencia diez veces mayor a la frecuencia de conmutación, ya que el objetivo es contrarrestar el efecto resonante entre la inductancia de dispersión del transformador y el condensador parásito del switch que interactúan en alta frecuencia. A su vez, se impone el valor del condensador ya que es más sencillo encontrar este componente que el inductor. Entonces, se tiene:

$$f_r = 10 \cdot f_s \quad (4.9)$$

$$f_r = 10 \cdot 20.000 = 200.000 \text{ [Hz]}$$

$$C_r = 0,1 \text{ } [\mu\text{F}]$$

Por lo tanto, despejando (4.8) se llega a

$$L_r = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 C_r} \quad (4.10)$$

$$L_r = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 200.000^2 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}} = 6,33 \text{ } [\mu\text{H}]$$



4.3.2.1. Diseño del Inductor Snubber

Para el diseño del inductor se escoge un núcleo toroidal de polvo de hierro, cuyas características son las siguientes:

TABLA 4.1 Parámetros Núcleo Toroidal.

Parámetro	Valor
μ_o (Permeabilidad magnética del vacío)	$1,25 \cdot 10^{-6}$ [N/A ²]
μ_r (Permeabilidad magnética relativa del núcleo)	8
d_1 (Diámetro exterior del núcleo)	46,5 [mm]
d_2 (Diámetro interior del núcleo)	24 [mm]
h (Ancho del núcleo)	17,5 [mm]
x (Diferencia entre d_1 y d_2)	11 [mm]

Lo primero que se debe hacer es obtener el área seccional del núcleo. Esta área se obtiene a partir del ancho del núcleo y de la diferencia entre los diámetros:

$$A_{e,ind} = h \cdot x \quad (4.11)$$

$$A_{e,ind} = 17,5 \cdot 10^{-3} \cdot 11 \cdot 10^{-3} = 192,5 \text{ [mm}^2\text{]}$$

Lo siguiente es obtener la longitud efectiva del núcleo:

$$l_e = \pi \cdot \left(\frac{d_2}{2} + \frac{x}{2} \right) \quad (4.12)$$

$$l_e = \pi \cdot \left(\frac{24 \cdot 10^{-3}}{2} + \frac{11 \cdot 10^{-3}}{2} \right) = 5,5 \text{ [cm]}$$

Finalmente, se obtiene el número de vueltas, el cual se determina a partir de

$$N_{ind} = \sqrt{\frac{L_r}{A_{L,ind}}} \quad (4.13)$$

donde

$$A_{L,ind} = \frac{\mu_o \mu_r A_{e,ind}}{l_e} \quad (4.14)$$

$$A_{L,ind} = \frac{1,25 \cdot 10^{-6} \cdot 8 \cdot 192,5 \cdot 10^{-6}}{5,5 \cdot 10^{-2}} = 35 \text{ [nH/vueltas}^2\text{]}$$

Por lo tanto:

$$N_{ind} = \sqrt{\frac{6,33 \cdot 10^{-6}}{35 \cdot 10^{-9}}} = 13,44 \text{ vueltas} \approx 14 \text{ vueltas}$$



4.3.2.2. Diodos snubber D_{sn1} y D_{sn2}

Debido a cada uno de los modos del circuito snubber, la tensión que ve cada uno de los diodos va cambiando, pero éstos alcanzan un diferencial tensión máximo cada vez que se cambia de estado del interruptor. En esos casos, se observa que la tensión máxima en cada diodo es la variación de tensión en el condensador snubber que ocurre en los modos 1 y 3:

$$V_{D_{sn1},max} = V_{D_{sn2},max} = \Delta V_C,$$

$$V_{D_{sn1},max} = V_{D_{sn2},max} = 2 \cdot |v_{pri}|$$

$$V_{D_{sn1},max} = V_{D_{sn2},max} = 2 \cdot V_o \cdot \frac{N_p}{N_s} \quad (4.15)$$

$$V_{D_{sn1},max} = V_{D_{sn2},max} = 2 \cdot 330 \cdot \frac{7,362}{66,383} = 73,2 \text{ [V]}$$

Por otra parte, en estos diodos el tiempo de conducción es muy breve y ocurren en dos momentos básicamente: El diodo D_{sn1} conduce en el periodo de tiempo del modo 3, mientras que el diodo D_{sn2} en el modo 1. Por lo tanto, es necesario conocer la corriente máxima que pasarán por estos diodos en esos periodos de tiempo.

En el caso del diodo D_{sn1} la corriente que circulará es la corriente máxima que se observa en el lado primario del convertidor. Por lo tanto,

$$I_{D_{sn1},max} = I_{Lm,max} = 21,858 \text{ [A]} \quad (4.16)$$

Por otra parte, la corriente máxima que circulará por D_{sn2} es la corriente resonante máxima que circula por la malla resonante observada en la Fig. 4.4, que está expresada en la ecuación (4.2):

$$\begin{aligned} I_{D_{sn2},max} &= I_{C_r,p} \\ I_{D_{sn2},max} &= V_o \cdot \frac{N_p}{N_s} \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \\ I_{D_{sn2},max} &= 330 \cdot \frac{7,362}{66,383} \cdot \sqrt{\frac{0,1 \cdot 10^{-6}}{6,33 \cdot 10^{-6}}} = 4,6 \text{ [A]} \end{aligned} \quad (4.17)$$

4.3.2.3. Otras especificaciones

Una de las especificaciones que se debe hacer es la tensión que observar el condensador resonante. En el condensador del snubber el comportamiento de la tensión es muy similar a la tensión del lado primario del transformador. Por lo tanto, es importante que el condensador pueda soportar ese nivel de tensión, el cual es

$$\begin{aligned} \Delta V_{C_r} &= 2 \cdot |v_{pri}| \\ \Delta V_{C_r} &= 2 \cdot 36,6 = 73,2 \text{ [V]} \end{aligned}$$

Por otra parte, es necesario especificar la tensión del alambre del inductor a partir de lo obtenido en la ecuación (4.17):

- *Calibre alambre inductor snubber: AWG 14*

En la especificación del calibre del alambre no tiene considerado el efecto Skin.

4.4. Verificación del funcionamiento del Snubber Pasivo sin Pérdidas

Como se menciona anteriormente, se realiza una prueba de simulación en el programa Multisim, que contiene la librería Pspice, para observar el efecto del circuito snubber pasivo sin pérdidas en el convertidor Flyback, considerando los efectos parásitos del transformador y del

transistor y una fuente de alimentación cuyo voltaje es igual al voltaje máximo que puede proporcionar el panel fotovoltaico JS185D (Fig. 4.10).

En la Fig. 4.11 a) se observa la gran diferencia entre el voltaje drain-source del MOSFET sin un circuito snubber implementado en el convertidor Flyback y el del caso con el circuito snubber pasivo. Al momento en que el transistor se abre, en ambos casos ocurre un aumento enorme del voltaje, producto de los elementos parásitos del transformador en conjunto con los del transistor, provocando que este voltaje pueda alcanzar a valores que incluso podrían poner en peligro al dispositivo y reduce su vida útil. Sin embargo, se puede observar que en el caso del convertidor con el circuito snubber implementado el voltaje drain-source aumenta de forma menos brusca que en el caso de un convertidor sin este circuito, además de alcanzar una tensión máxima muchísimo menor (en el primer caso se observa un $V_{sw,max} \sim 330[V]$ y el circuito con snubber $V_{sw,max} \sim 140[V]$).

En b) se observa con mayor detalle las oscilaciones presentes en el voltaje drain-source producto de los efectos resonantes de los elementos parásitos en conjunto con los elementos almacenadores de energía del snubber, y también se observa cómo la corriente de entrada decae no de forma inmediata, sino que en el instante en que este voltaje alcanza su peak. Notar también que en el intervalo de tiempo en que el inductor de magnetización se carga, existe un leve aumento del voltaje drain-source. Eso es debido a la existencia de una resistencia drain-source asociada al MOSFET.

Por otra parte, en el voltaje del condensador resonante se observa cómo cambia de polaridad a medida que cambian los modos observados en el punto 4.3.1 y cómo toma como variación instantánea de corriente la corriente resonante y también la corriente de entrada máxima, mientras que el voltaje V_a se observa las caídas de tensión que observa el diodo snubber D_{sm2} , mientras que los peaks son ocasionados por las variaciones instantáneas de tensión en el inductor resonante.

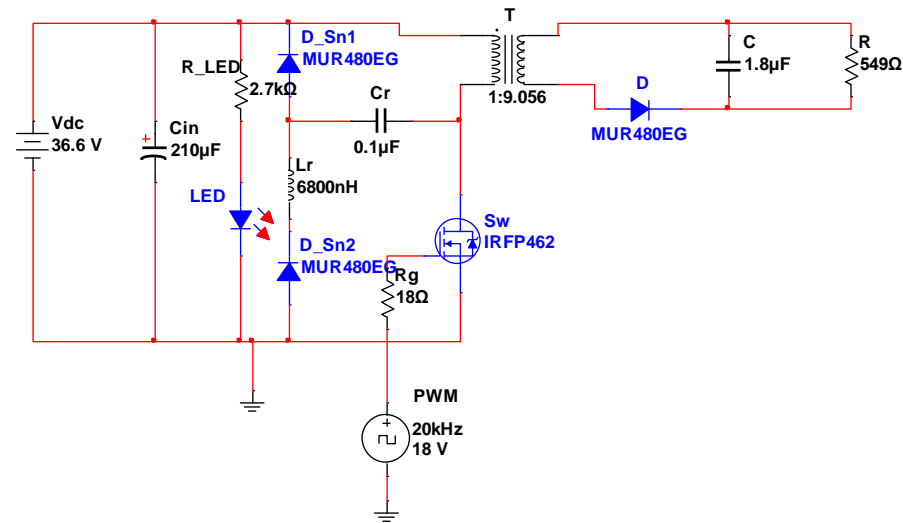


Fig. 4.10 Convertidor Flyback para Simulación en Multisim para pruebas del circuito snubber.

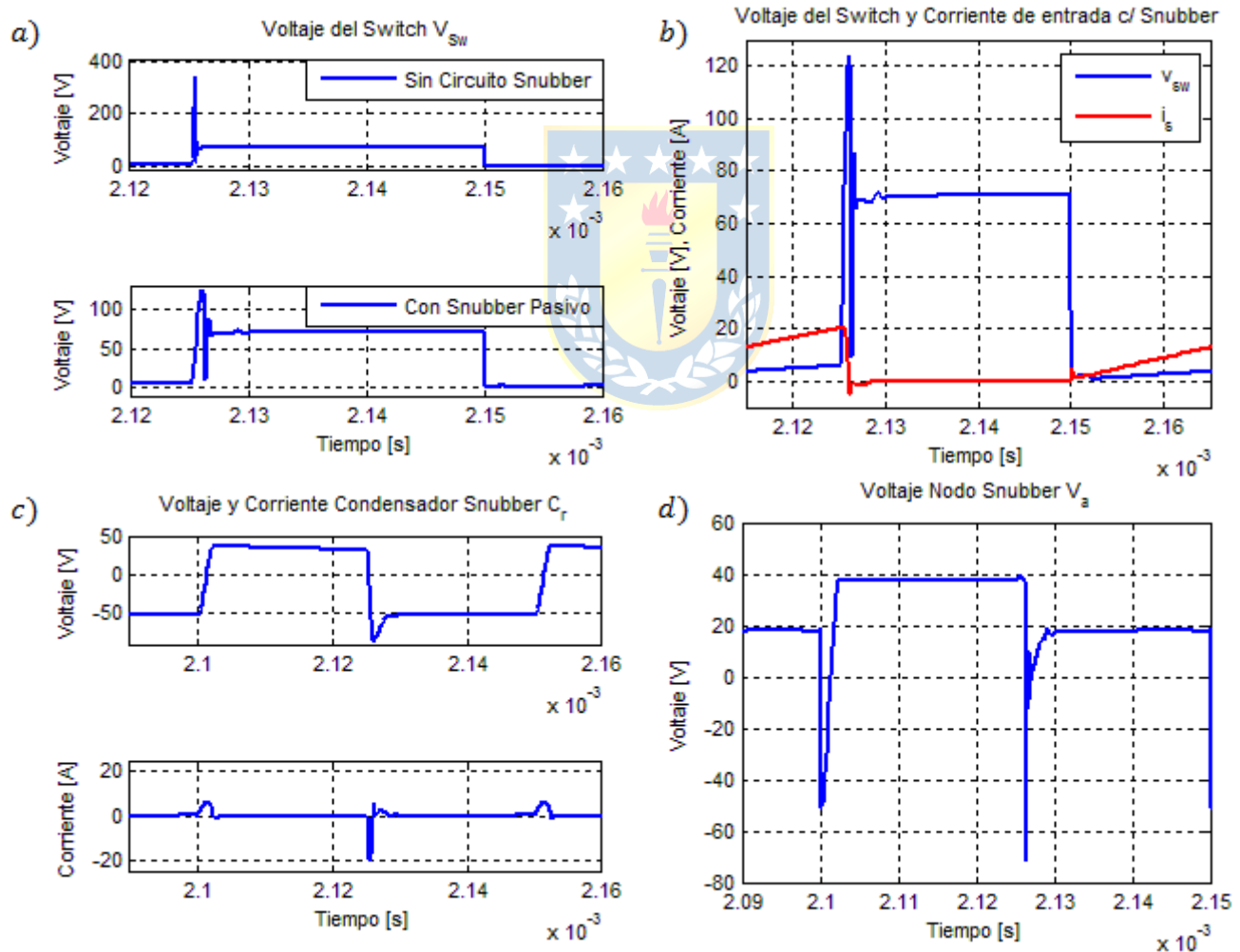


Fig. 4.11 Formas de onda Circuito Snubber Pasivo sin Pérdidas en Convertidor Flyback.

(a) Voltaje del switch, (b) Voltaje del switch y corriente de entrada resonante, (c) Voltaje y Corriente de Condensador resonante, (d) Voltaje del nodo V_a .

Capítulo 5. Análisis y Diseño de la Etapa de Control

5.1. Introducción

En este capítulo se especifica el esquema de control implementado en este sistema. En este caso, el control está basado en el seguimiento del punto de la máxima potencia de los módulos fotovoltaicos (MPPT). Se describen los algoritmos más populares, basados en el método de “escalar colinas” para luego seleccionar el adecuado. Una vez hecho lo anterior, se diseña el circuito de adquisición de datos de los paneles fotovoltaicos y el diseño del programa que cumpla con las condiciones del algoritmo seleccionado.

Por otra parte, la estrategia de control a utilizar no involucra un análisis dinámico del sistema, sin embargo, se incluye en el 7.3.Anexo B un análisis en pequeña señal del convertidor Flyback para el modo de operación discontinua, que se puede utilizar como base para el diseño de un control lineal.

5.2. Algoritmo MPPT

El seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) es una estrategia de suma importancia para aprovechar la máxima potencia que pueden proporcionar los paneles fotovoltaicos que alimentan al sistema. Este sistema funciona a partir de la medición de la corriente y el voltaje que entrega el panel en ese instante dado, las cuales se procesan en un algoritmo de control para así determinar el ciclo de trabajo del convertidor, tratando de operar en torno al punto de máxima de potencia, como se ve en el diagrama en bloques de la Fig. 5.1. En la Fig. 5.2 se observan las curvas características de un módulo fotovoltaico, indicando el punto de máxima potencia y las flechas rojas indican este punto que se desea llegar.

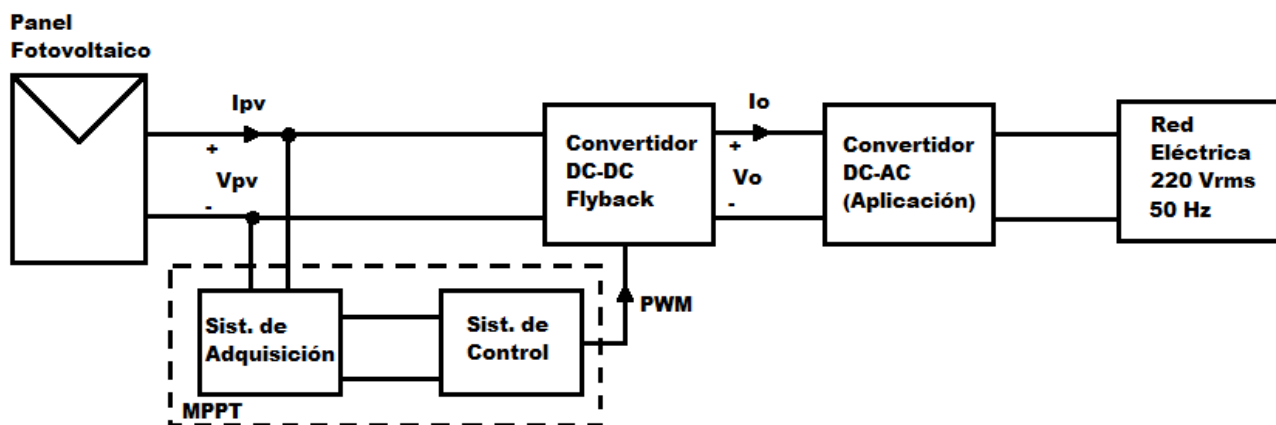


Fig. 5.1 Diagrama en bloques sistema fotovoltaico incluyendo cuadro MPPT.

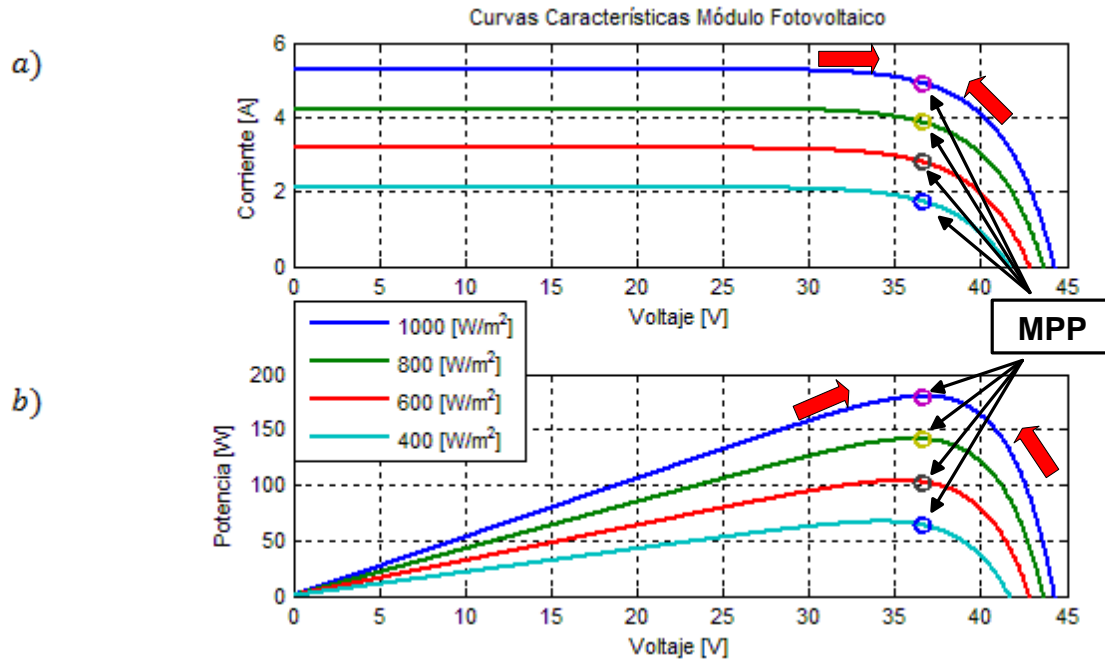


Fig. 5.2 Curvas Características de un módulo fotovoltaico.

(a) Curva I-V, (b) Curva P-V.

Por otra parte, en [20] se mencionan las regiones de operación del MPPT para cada convertidor. Considerando que el convertidor Flyback es un Buck-Boost aislado galvánicamente, su región de operación abarca todo el rango del ciclo de trabajo, pero en este caso está acotado a los establecidos por diseño.

5.2.1. Tipos de Algoritmos MPPT

En la actualidad existen muchas técnicas y algoritmos para el seguimiento del punto de máxima potencia, algunos siendo muy complejos para abordarlos en esta memoria de título. Por lo tanto, por un asunto de simplicidad y costo, se implementará uno de los algoritmos MPPT tipo Escala-colinas, los cuales son los tipos de algoritmos más usados. El término “escalar colinas” significa que el algoritmo da pasos sobre la curva característica $P-V$ para encontrar el punto de máxima potencia. Hay tres algoritmos de este tipo que son muy comunes:

- Perturbar y Observar
- Control de Realimentación dP/dV
- Conductancia Incremental

los cuales se describen a continuación.

5.2.1.1. Perturbar y Observar

El algoritmo de Perturbar y Observar (P&O) perturba el ciclo de trabajo que controla el convertidor de forma de dar pasos sobre la curva del panel para encontrar su punto de máxima potencia. Esta perturbación genera un nuevo punto de operación con una potencia asociada diferente. En el caso que la potencia de salida sea mayor que la potencia previa, este punto es fijado como el nuevo punto de operación. En caso de que sea menor, el punto de potencia es ajustado a un voltaje de trabajo mayor o menor, dependiendo de la dirección del trabajo previo.

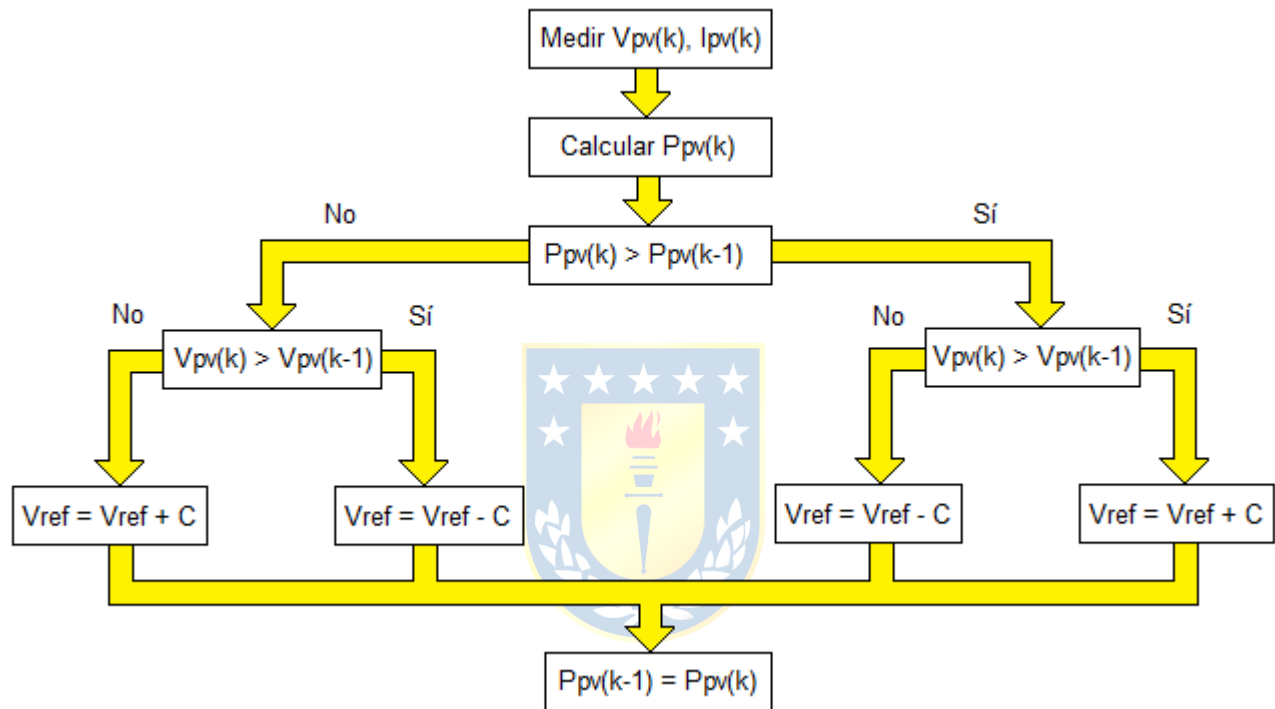


Fig. 5.3 Diagrama en bloques algoritmo MPPT Perturbar y Observar.

5.2.1.2. Control de Realimentación dP/dV

El algoritmo dP/dV está basado en el signo de la derivada de la potencia con respecto al voltaje en función del panel. Para esto tanto la corriente como el voltaje son medidos, los cuales después se utilizan para calcular la potencia y su derivada con respecto a la variación del voltaje. El algoritmo está basado en el hecho de que la derivada es igual a cero en el punto de máxima potencia.

$$\frac{dP}{dV} = 0 \Rightarrow \text{Punto de Máxima Potencia}$$

$$\frac{dP}{dV} > 0 \Rightarrow \text{A la izquierda del Punto de Máxima Potencia} \quad (5.1)$$

$$\frac{dP}{dV} < 0 \Rightarrow \text{A la derecha del Punto de Máxima Potencia}$$

Basado en estas ecuaciones, el ancho de la señal PWM es ajustado de tal forma que en el punto de operación se mueve hacia el punto de máxima potencia.

5.2.1.3. Conductancia Incremental

Este método es una versión más elaborada del algoritmo dP/dV . Debido a que $P=VI$ y la derivada de la potencia con respecto al voltaje es

$$\frac{dP}{dV} = V \frac{dI}{dV} + I \frac{dV}{dV} = V \frac{dI}{dV} + I \quad (5.2)$$

Entonces, de (5.2) se puede obtener las siguientes implicancias:

$$\begin{aligned} \frac{dI}{dV} &= -\frac{I}{V} \Rightarrow \text{Punto de Máxima Potencia} \\ \frac{dI}{dV} &> -\frac{I}{V} \Rightarrow \text{A la izquierda del Punto de Máxima Potencia} \\ \frac{dI}{dV} &< -\frac{I}{V} \Rightarrow \text{A la derecha del Punto de Máxima Potencia} \end{aligned} \quad (5.3)$$

Con la ayuda de (5.3), el próximo punto de operación es escogido.

De esto se tiene que un controlador PI es una forma efectiva de implementar el algoritmo de conductancia incremental, ya que como entrada de este controlador se calcula una señal de error:

$$e = \frac{dI}{dV} + \frac{I}{V} \quad (5.4)$$

El controlador PI hace que esta señal de error se haga cero, lo que significa que el punto de operación está en el punto de máxima potencia.

5.2.2. Elección de Algoritmo MPPT

Para la elección del algoritmo MPPT se estudian las ventajas y desventajas de cada uno de los métodos descritos anteriormente. Por otra parte, se descarta el método por Realimentación dP/dV , puesto que el método de Conductancia Incremental es un versión mejorada de éste.

- **Ventajas algoritmo Perturbar y Observar:**

- Algoritmo sencillo de implementar, en especial de forma digital
- Alta eficiencia

- **Desventajas algoritmo Perturbar y Observar:**

- Presenta oscilaciones alrededor del punto de máxima potencia
- Comportamiento errático antes rápidos cambios de las condiciones atmosféricas

- **Ventajas algoritmo Conductancia Incremental:**
 - Mínimas o nulas oscilaciones alrededor del punto de máxima potencia
 - Puede seguir bien el punto de máxima potencia ante rápidos cambios de las condiciones atmosféricas si el proceso computacional se lo permite
 - Alta eficiencia
- **Desventajas algoritmo Conductancia Incremental:**
 - Algoritmo complejo de implementar
 - Mayor costo con respecto al P&O
 - Requiere un rápido proceso computacional para su correcto funcionamiento

Si bien el método de Conductancia Incremental es un método más efectivo que el Perturbar y Observar, es mucho más complejo de implementar y necesita de más requisitos desde el punto de vista de capacidades del computador en el cual se implementa el algoritmo. Por lo tanto, por simplicidad, se escoge implementar el método Perturbar y Observar.

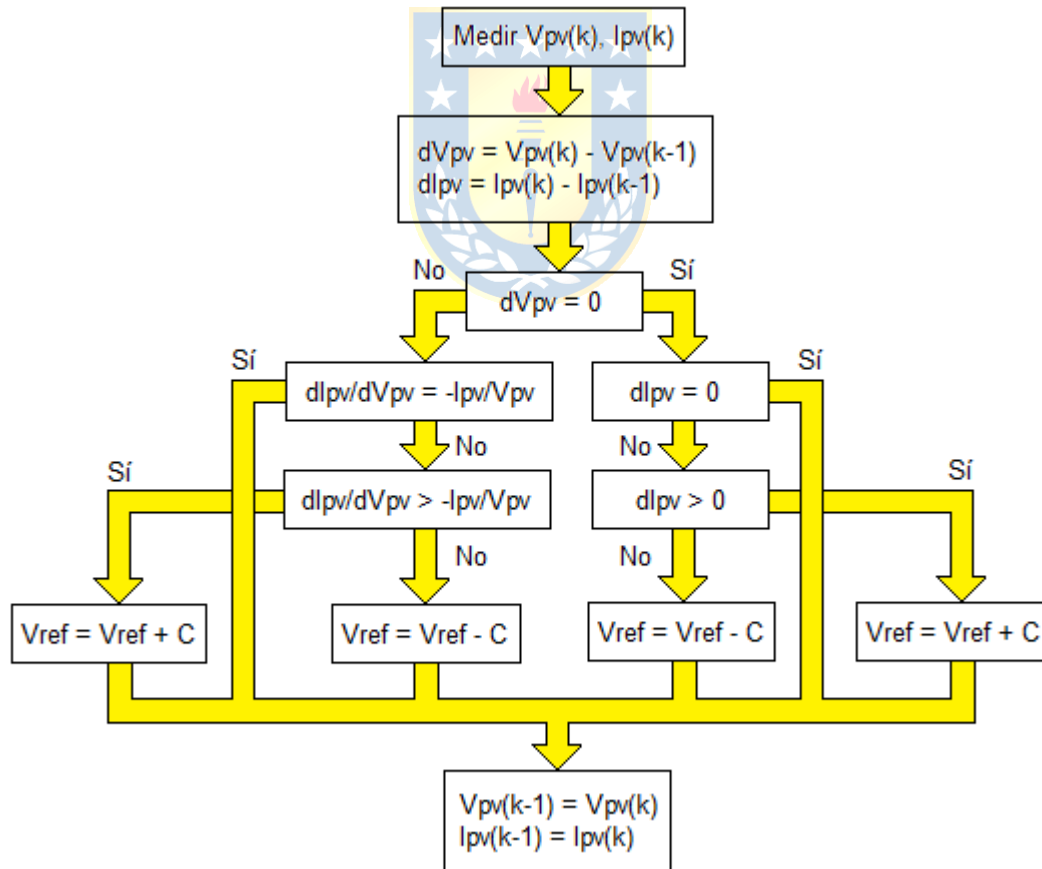


Fig. 5.4 Diagrama en bloques algoritmo MPPT de Conductancia Incremental.

5.3. Diseño de Circuito de Adquisición de Datos

Un circuito de adquisición consiste en sensar las variables de voltaje y corriente de los paneles fotovoltaicos y acondicionarlas para luego ser registradas y almacenadas en un microcontrolador, para más adelante ser utilizadas para generar el Seguimiento del Punto de Máxima Potencia (Fig. 5.5).

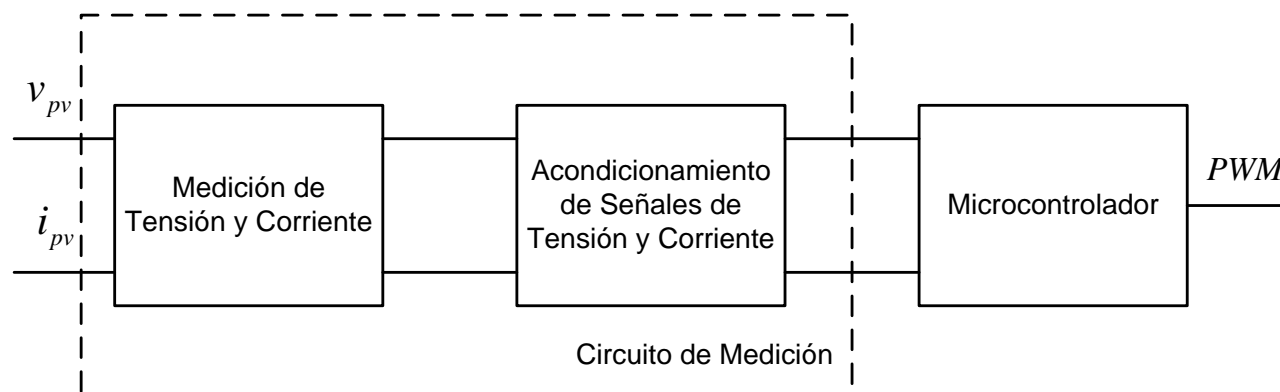


Fig. 5.5 Diagrama en bloques Circuito de Adquisición.

Para establecer los criterios de diseño es importante indicar los dispositivos que se utilizan para la labor de medición de voltaje y corriente de los paneles fotovoltaicos. Basándose en los datos de la TABLA 3.1, se escogen los sensores LEM LV25-P y LEM HX-05, los cuales son sensores de voltaje y corriente respectivamente, cuyo funcionamiento está basado en el Efecto Hall.

TABLA 5.1 Parámetros Sensor de Voltaje LEM LV25-P.

Parámetro	Valor	
$V_{PN,V}$ (Rango de voltaje lado primario)	[10,...,500]	[V]
$I_{PN,V}$ (Corriente nominal lado primario)	10	[mA]
$I_{PM,V}$ (Rango de medición corriente primaria)	[0,...,±14]	[mA]
R_M (Resistencia de medición)	[100,...,350]	[Ω] @ ±10[mA] _{max}
$V_{C,V}$ (Voltaje de alimentación)	±15	[V]
K_N (Razón de conversión)	2,5:1	-

TABLA 5.2 Parámetros Sensor de Corriente LEM HX-05.

Parámetro	Valor	
$V_{out,I}$ (Voltaje de salida)	± 4	[V]
$I_{PN,I}$ (Corriente nominal lado primario)	5	[A]
$I_{PM,I}$ (Rango de medición corriente primaria)	$[0, \dots, \pm 15]$	[A]
$R_{out,I}$ (Resistencia de salida interna)	< 50	[Ω]
R_L (Resistencia de Carga)	≥ 10	[k Ω]
$V_{C,I}$ (Voltaje de alimentación)	± 15	[V]

Antes de detallar los criterios de diseño de este circuito, es necesario tomar en cuenta la corriente de corto circuito y la tensión de circuito abierto del panel fotovoltaico. Los valores de ambas variables son las máximas que puede alcanzar el panel, pero sin embargo, son para un caso de pruebas estándar. Si existiese en algún caso un aumento de radiación podría provocar que estas variables aumenten de valor, por lo que se opta, para efectos de un rango más amplio de medición, imponer un factor de seguridad $K_S = 1,2$. Luego,

$$V'_{oc} = K_S \cdot V_{oc}$$

$$I'_{sc} = K_S \cdot I_{sc} \tag{5.5}$$

$$V'_{oc} = 1,2 \cdot 44,3 = 53,16 \text{ [V]}$$

$$I'_{sc} = 1,2 \cdot 5,29 = 6,348 \text{ [A]}$$



5.3.1. Sensor de Voltaje

El sensor de voltaje LEM LV25-P se puede representar en la Fig. 5.6, donde se observa que en su interior está compuesto por un transformador y un amplificador operacional que actúa como regulador de voltaje. El modo de operación de este sensor es, a partir del voltaje que ingresa al dispositivo, obtener un determinado valor de corriente para ese voltaje que ingresa a partir de una resistencia y luego, por el devanado secundario, se entrega a la salida del dispositivo una señal de corriente que es equivalente a la corriente primaria por la razón de vueltas. Para obtener el valor en tensión de salida deseado, al igual que en la entrada, se agrega al circuito una resistencia de salida.

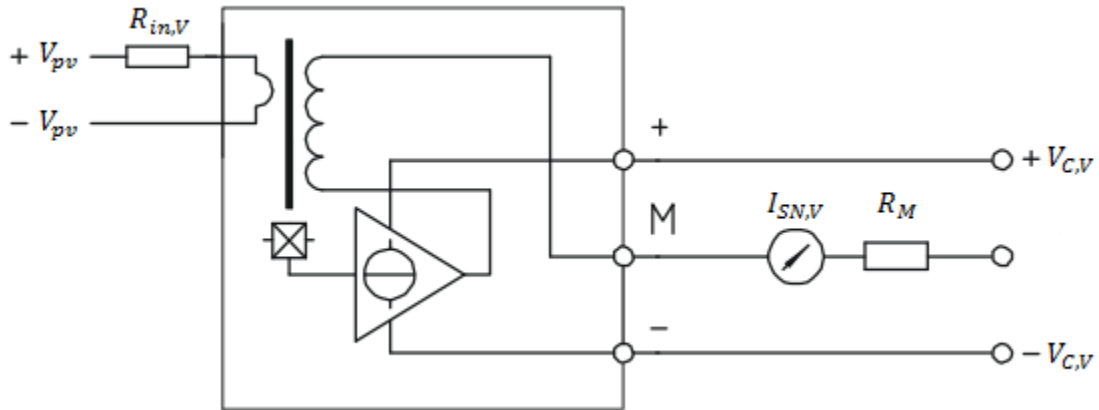


Fig. 5.6 Circuito Equivalente del Sensor de Voltaje LEM LV25-P.

El primer paso es calcular las resistencias $R_{in,V}$ y R_M y las potencias respectivas. Se tiene entonces para $R_{in,V}$ que

$$R_{in,V} = \frac{V'_{oc}}{I_{PN,V}} \quad (5.6)$$

$$R_{in,V} = \frac{53,16}{0,01} = 5.316 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$P_{Rin,V} = V'_{oc} \cdot I_{PN,V} \quad (5.7)$$

$$P_{Rin,V} = 53,16 \cdot 0,01 = 0,5316 \text{ [W]}$$

Por otra parte, se tiene que

$$R_M = \frac{V_M}{I_{SN,V}} \quad (5.8)$$

en donde

V_M : Caída de tensión en la resistencia de medición, y

$I_{SN,V}$: Corriente secundaria nominal.

La tensión V_M se debe imponer a un valor deseado. En este caso en particular, se desea que este valor de tensión sea igual a la tensión de alimentación del microcontrolador PIC18F4550, es decir

$$V_M = V_{DD} \quad (5.9)$$

$$V_M = 5,5 \text{ [V]}$$

Por otra parte, la corriente secundaria es igual a la corriente primaria multiplicada por la razón de conversión K_N :

$$\begin{aligned} I_{SN,V} &= K_N \cdot I_{PN,V} \\ I_{SN,V} &= 2,5 \cdot 0,01 = 0,025 \text{ [A]} \end{aligned} \quad (5.10)$$

Luego, con (5.9) y (5.10) en (5.8) se tiene por lo tanto

$$\begin{aligned} R_M &= \frac{V_{DD}}{K_N \cdot I_{PN,V}} \\ R_M &= \frac{5,5}{2,5 \cdot 0,01} = 220 \text{ } [\Omega] \end{aligned} \quad (5.11)$$

A su vez:

$$\begin{aligned} P_{RM} &= I_{SN,V} \cdot V_M \\ P_{RM} &= 0,025 \cdot 5,5 = 0,1375 \text{ [W]} \end{aligned} \quad (5.12)$$

El siguiente paso es realizar un acondicionamiento de señal. Esto consiste en tomar la señal de voltaje de salida V_M y adaptarla de tal forma que la señal que ingrese al microcontrolador esté aislada del circuito del sensor de voltaje, debido a posibles efectos de carga que alteren la medición. Para esto se utiliza un amplificador operacional, el cual posee una alta impedancia de entrada, lo que permite la aislación.

Se utiliza el amplificador operacional como un seguidor de voltaje como se ilustra a continuación:

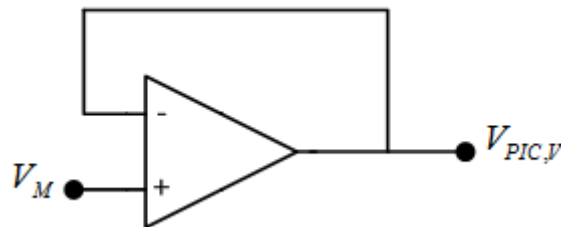


Fig. 5.7 Seguidor de Voltaje para señal de salida LEM LV25-P.

Luego,

$$V_{PIC,V} = V_M = 5,5 \text{ [V]} \quad (5.13)$$

donde

$V_{PIC,V}$: Voltaje de salida del LEM LV25-P acondicionada para el PIC18F4550.

5.3.2. Sensor de Corriente

El sensor de corriente LEM HX-05 es un dispositivo que recibe una señal de corriente y entrega a la salida otra señal de corriente, la cual puede ser representada a partir de la tensión máxima de salida que permite el sensor. Un diagrama con sus respectivos pines se observa en la Fig. 5.8.

Al igual que en el caso del sensor de voltaje, se debe hacer un acondicionamiento de la señal de salida. En particular, se debe adaptar el valor de la corriente a un voltaje determinado para así poder ingresar el valor sentido al microcontrolador.

Se impone que para la corriente primaria nominal, el voltaje máximo de salida será el indicado en la TABLA 5.2. Por lo tanto, para la corriente máxima del panel, que en este caso es la corriente de corto circuito multiplicado por el factor de seguridad, se tiene que:

$$V'_{out,I} = \frac{I'_{sc} \cdot V_{out,I}}{I_{PN,I}} \quad (5.14)$$

$$V'_{out,I} = \frac{6,348 \cdot 4}{5} = 5,0784 \text{ [V]}$$

Como el voltaje de salida recién obtenido es menor que la tensión de entrada al microcontrolador ($V_{DD} = 5,5\text{[V]}$), no sólo se debe aislar esta señal para evitar efectos de carga de esta señal y posible ruido producto del sensor de corriente, sino también se debe amplificar para alcanzar el voltaje deseado. Por lo tanto, se utiliza un amplificador operacional como amplificador no inversor para lograr este propósito.

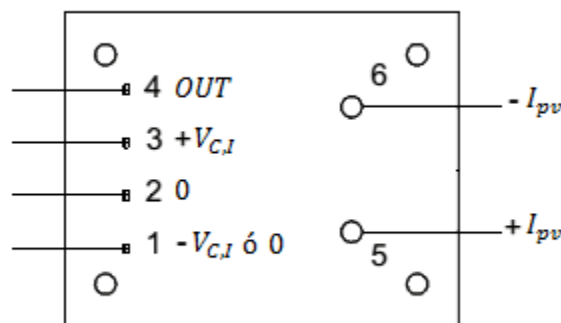


Fig. 5.8 Representación de los pines del sensor de corriente LEM HX-05.

En un amplificador no inversor, la tensión de salida es de la siguiente forma:

$$V_{PIC,I} = V'_{out,I} \cdot \left(1 + \frac{R_F}{R_a} \right) \quad (5.15)$$

en donde

$V_{PIC,I}$: Voltaje de salida del LEM HX-05 acondicionada para el PIC18F4550,

$V_{out,I}'$: Voltaje de salida del LEM HX-05,

R_a : Resistencia entrada inversora, y

R_F : Resistencia de realimentación.

Luego, reordenando (5.15) y estableciendo una resistencia $R_a = 1[\text{k}\Omega]$, se tiene que

$$R_F = R_a \cdot \left(\frac{V_{PIC,I}}{V_{out,I}'} - 1 \right) \quad (5.16)$$

$$R_F = 1.000 \cdot \left(\frac{5,5}{5,0784} - 1 \right) = 83,018 [\Omega]$$

Finalmente, se impone que la resistencia de entrada al puerto no inversor es $R_L = 10[\text{k}\Omega]$. Luego,

$$P_{R_L} = \frac{V_{out,I}^2}{R_L} \quad (5.17)$$

$$P_{R_L} = \frac{4^2}{10 \cdot 10^3} = 0,0016 [\text{W}]$$

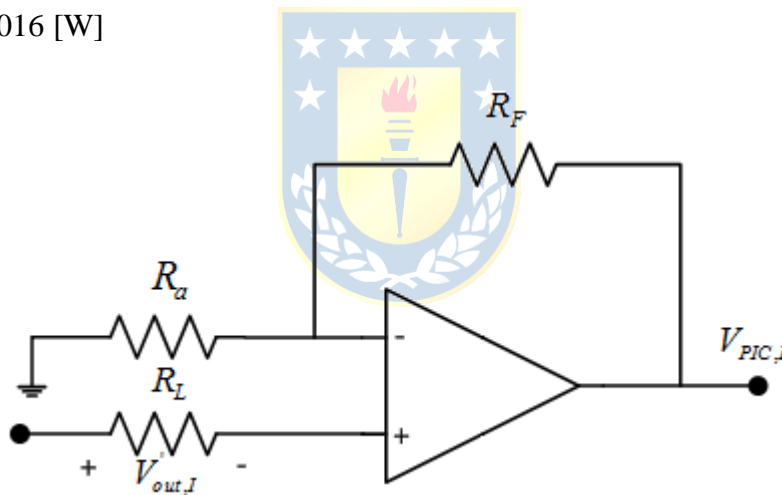


Fig. 5.9 Amplificador No Inversor para señal de salida LEM HX-05.

5.3.3. Alimentación para Sensores y Amplificadores Operacionales

Para poder realizar con éxito las etapas de medición de tensión y de corriente más el acondicionamiento de señales es necesario alimentar estos dispositivos. Tanto para los sensores como para los amplificadores operacionales, la tensión de alimentación es de $\pm 15[V]$.

Se propone utilizar un convertidor DC/DC dual aislado NDTD0515, el cual posee las siguientes características:

TABLA 5.3 Parámetros NDTD0515.

Parámetro	Valor	
V_{IN} (Voltaje de alimentación)	± 5	[V]
V_{OUT} (Voltaje de salida)	± 15	[V]
C_{IN} (Capacitor de entrada)	100	[μF], 100[V]
C_{OUT} (Capacitor de salida)	47	[μF], 25[V]

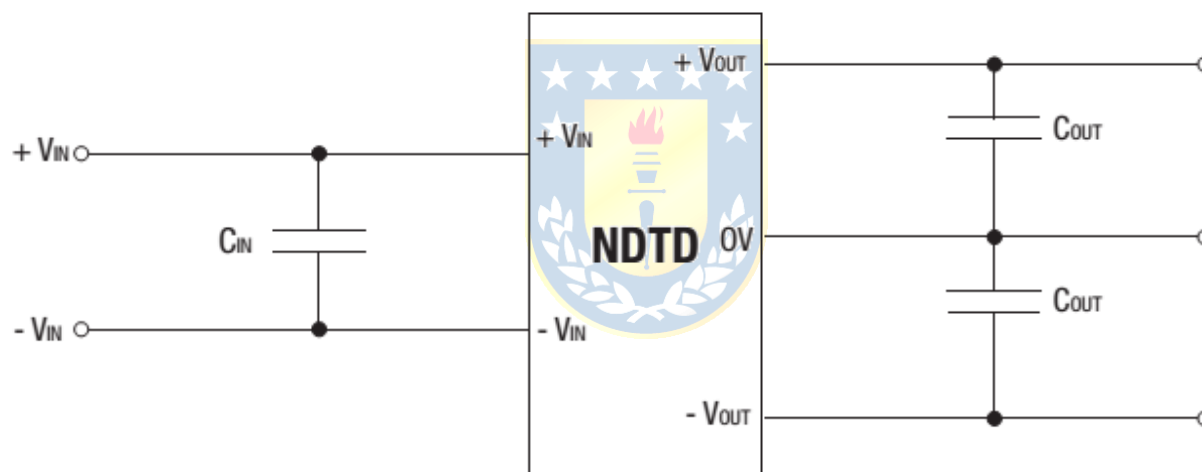


Fig. 5.10 Circuito de alimentación con NDTD0515.

5.4. Diseño y Programación del Algoritmo MPPT

El diseño de la estrategia de control para este sistema está basado, como se ha mencionado anteriormente, en el seguimiento del punto de máxima potencia de cada uno de los paneles fotovoltaicos, tomando como referencia los valores máximos de voltaje y corriente de éstos y a partir de la implementación de un algoritmo de seguimiento de máxima potencia ajustar el ciclo de trabajo de los transistores de cada convertidor Flyback. Para cumplir con esta estrategia de control se utiliza el microcontrolador PIC18F4550, el cual recibe, de forma acondicionada, las señales de voltaje y corriente de los paneles fotovoltaicos, y a través del software de programación especializado para este dispositivo MPLAB 8.87, que posee el compilador C C18, se escribe un código en C que realice la conversión análoga/digital y el algoritmo MPPT Perturbar y Observar, cuyas salidas son las señales PWM para cada convertidor.

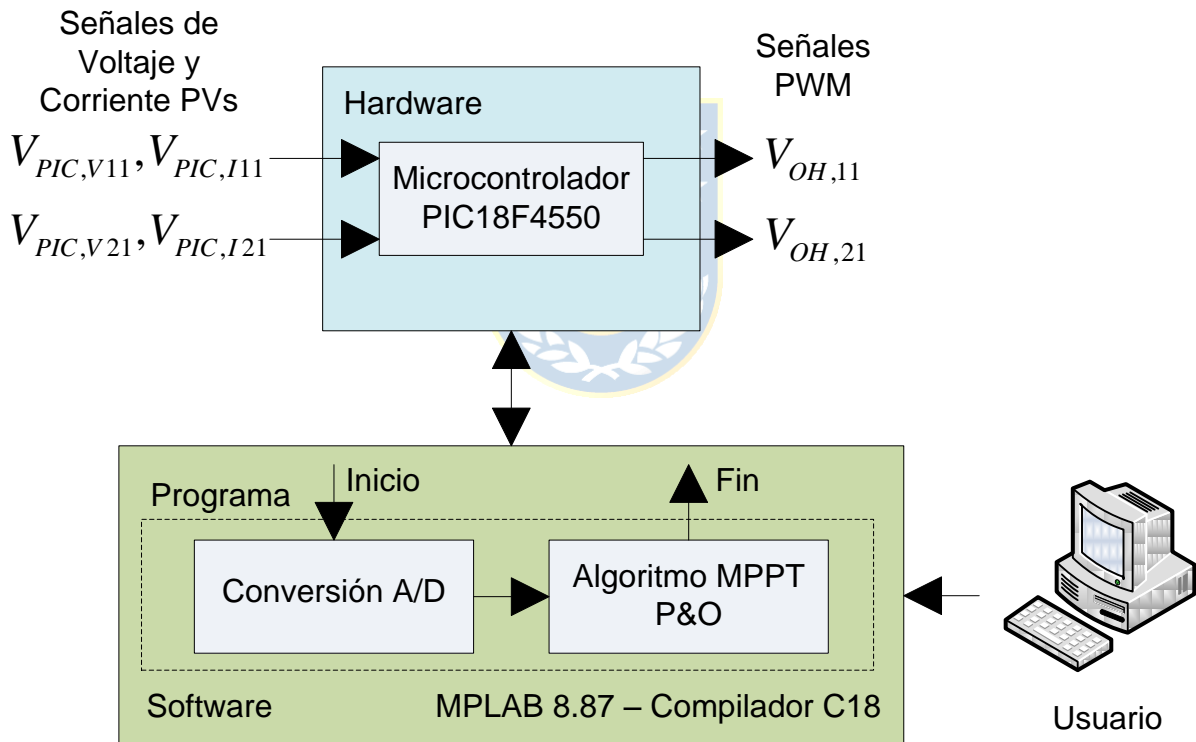


Fig. 5.11 Diagrama en Bloques de estrategia de control.

Por otra parte, el Software MPLAB y su compilador permiten la programación y compilación del código C que permite el control de estos circuitos (Fig. 5.12). Sin embargo, para la ejecución de este programa es necesario un Bootloader (Gestor de Arranque). En este caso, se utiliza el programa HID Bootloader 2.9^a (Fig. 5.13).

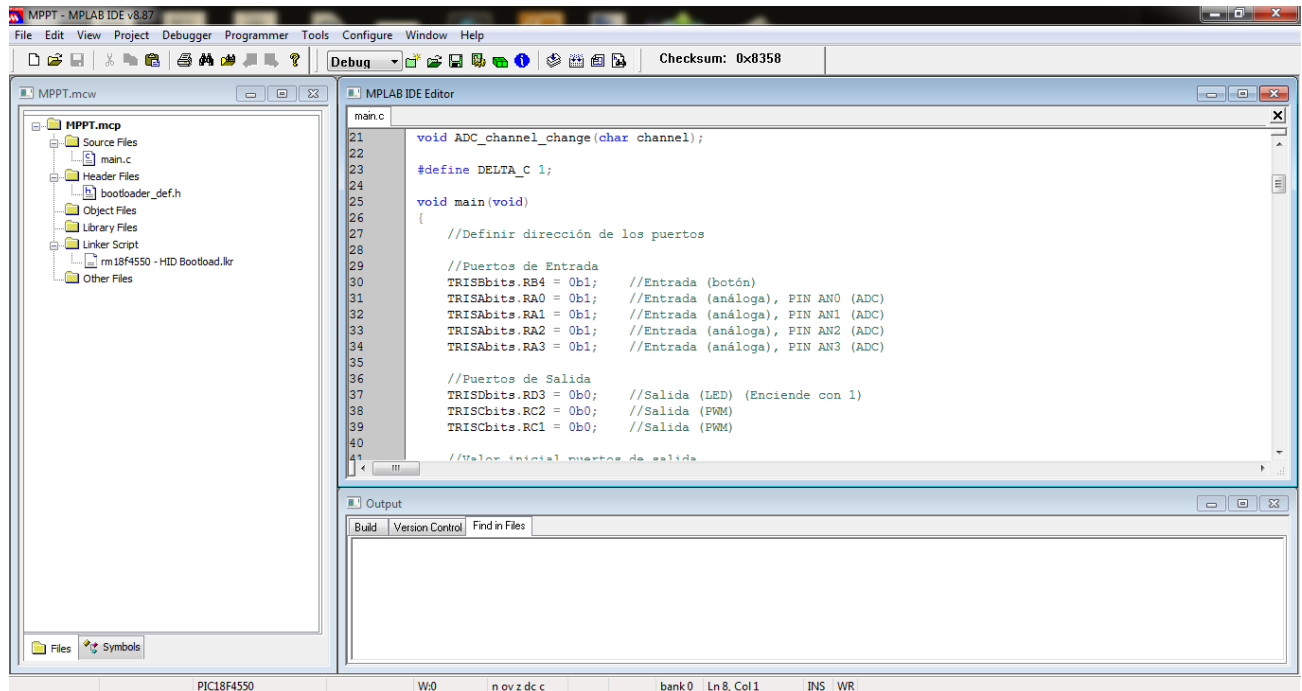


Fig. 5.12 Software de Programación de Microcontrolador MPLAB 8.87.

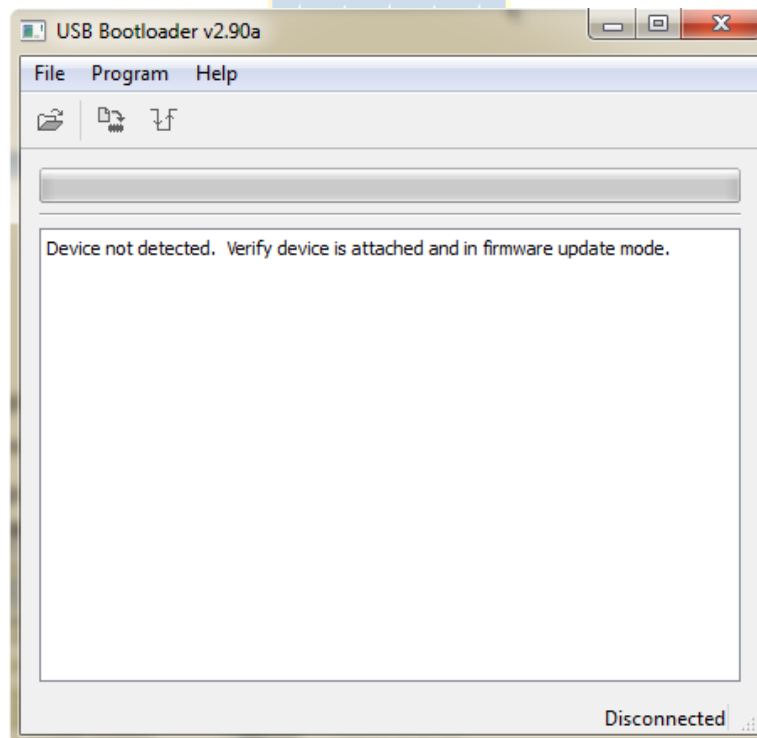


Fig. 5.13 Software de Ejecución de Código C HID Bootloader 2.9a.

5.4.1. Programación del Algoritmo MPPT P & O

El diagrama de flujo del algoritmo MPPT a implementar es el que se ilustra a continuación. Cabe notar que este diagrama es el mismo para cada convertidor:

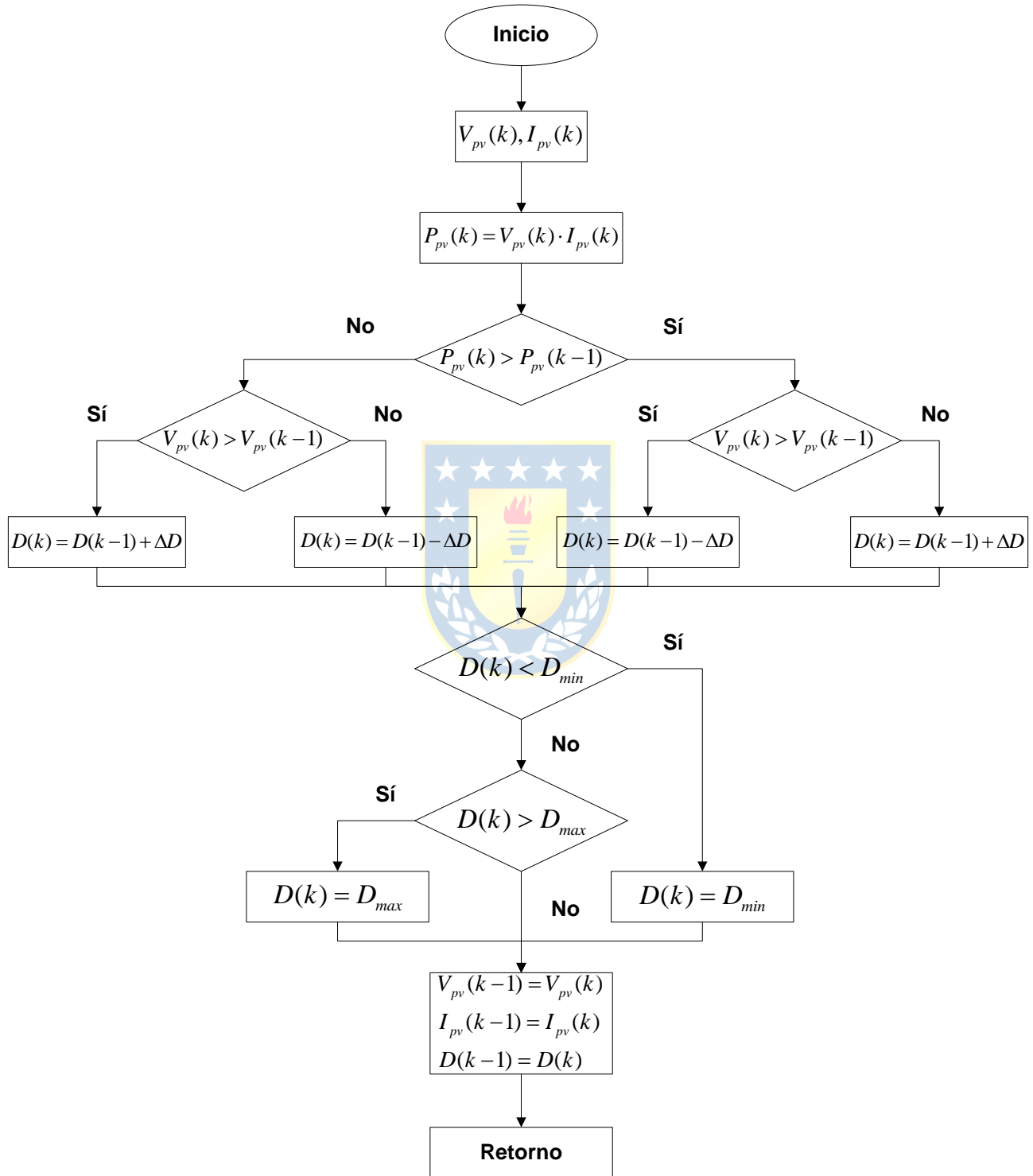


Fig. 5.14 Diagrama de Flujo Algoritmo MPPT Perturbar y Observar a implementar.

De la Fig. 5.14 se observa que es un diagrama similar planteado en el punto 5.2.1.1, pero en vez de trabajar con un voltaje de referencia lo hace con respecto al ciclo de trabajo, incluyendo ciertas condiciones. Se impone una variación del ciclo de trabajo cada vez que se cumpla una de las condiciones existentes en el algoritmo. Además, se impone un ciclo de trabajo máximo y mínimo permitidos. Luego, se tiene lo siguiente:

- $\Delta D = 0.001$
- $D_{max} = 0.5$
- $D_{min} = 0.25$

La variación del ciclo de trabajo es un valor impuesto, mientras que los ciclos de trabajo mínimo y máximo han sido justificados en los puntos anteriores de esta memoria de título.

Luego, el programa en C que se debe implementar en el microcontrolador sigue la siguiente estructura:

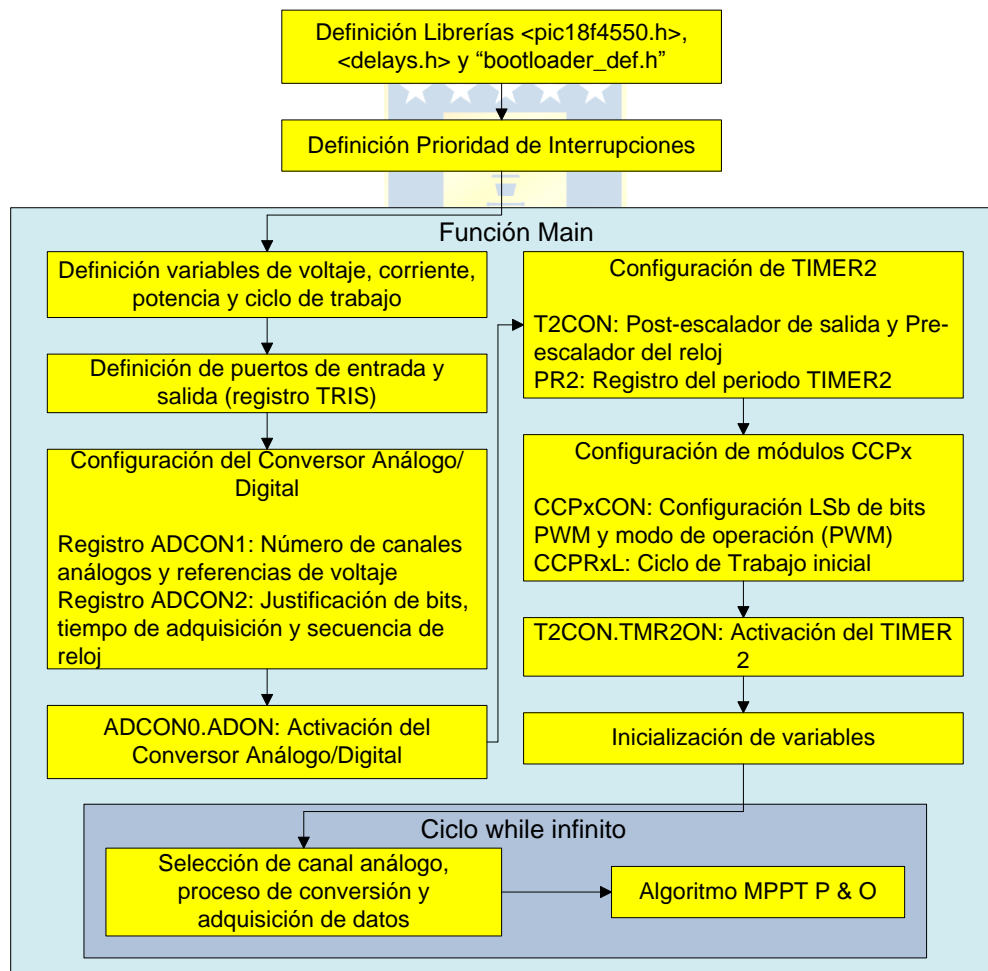


Fig. 5.15 Diagrama de Flujo de programación del microcontrolador.

5.5. Simulaciones

A partir de los cálculos de diseño de la etapa hardware y el diseño del algoritmo MPPT se procede a hacer pruebas de simulación. Las distintas simulaciones a realizar están enfocadas en los siguientes puntos:

- Microconvertidores Flyback con sistema de control MPPT para cambios homogéneos de irradiación a temperatura constante.
- Microconvertidores Flyback con sistema de control MPPT para cambios homogéneos de temperatura a irradiación constante.
- Microconvertidores Flyback con sistema de control MPPT para cambios diferenciados de irradiación a temperatura constante.
- Microconvertidores Flyback con sistema de control MPPT para cambios diferenciados de temperatura a irradiación constante.

En cuanto a las pruebas de simulación que involucra el sistema de control mediante el algoritmo MPPT, éstas se realizan en el programa de simulación de circuitos PSIM (Fig. 5.16) y no se considera el circuito snubber para este caso, ya que es un programa que trabaja con componentes ideales.

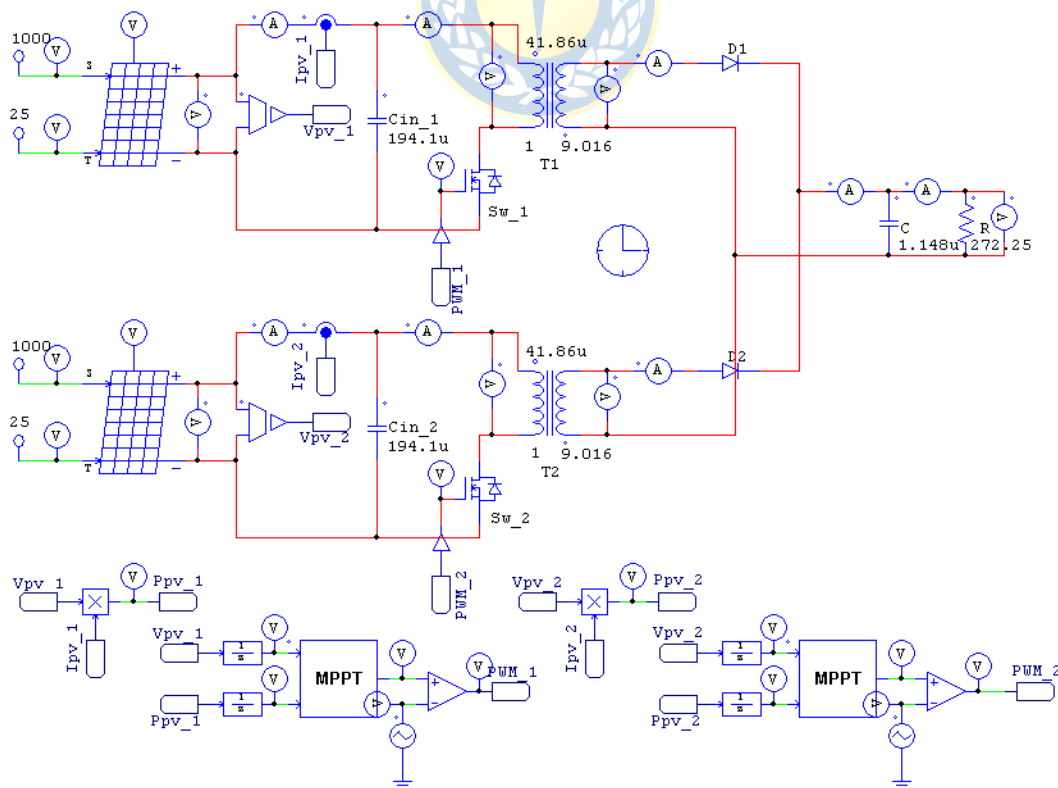
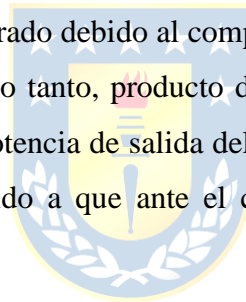


Fig. 5.16 Microconvertidores Flyback para Simulación en PSIM.

5.5.1. Microconvertidores Flyback con sistema de control MPPT para cambios homogéneos de irradiación a temperatura constante

En esta prueba lo que se realiza es un cambio rampa durante 200[ms] de la irradiación para cada uno de los paneles fotovoltaicos, ambos ocurriendo al mismo tiempo. Este cambio rampa es de 1000[W/m²] a 800[W/m²] y además se considera que los ciclos de trabajo de cada convertidor están desplazados en $T_s/2$. Se considera también una temperatura constante de 25[°C].

De la Fig. 5.17 se observa que ante el cambio de irradiación en ambos módulos fotovoltaicos ocurre una disminución del ciclo de trabajo en ambos convertidores, y también, debido al desplazamiento en tiempo de ambos ciclos de trabajo y a detalles propios del algoritmo MPPT, provoca que ambos ciclos tiendan a sincronizarse. Por otro lado, se observa que el voltaje de ambos paneles fotovoltaicos decae momentáneamente producto del cambio de irradiación, pero de forma casi inmediata vuelve a sus valores iniciales, mientras que en el caso de la corriente, y por ende la potencia, decaen. Este resultado es esperado debido al comportamiento de la curva V-I ante cambios de irradiación (ver 7.3.Anexo A). Por lo tanto, producto de lo anterior, este cambio de irradiación provoca un decaimiento del voltaje y potencia de salida del sistema, pero a su vez se observa que el algoritmo implementado funciona debido a que ante el cambio de irradiación el control siga al nuevo punto de máxima potencia.



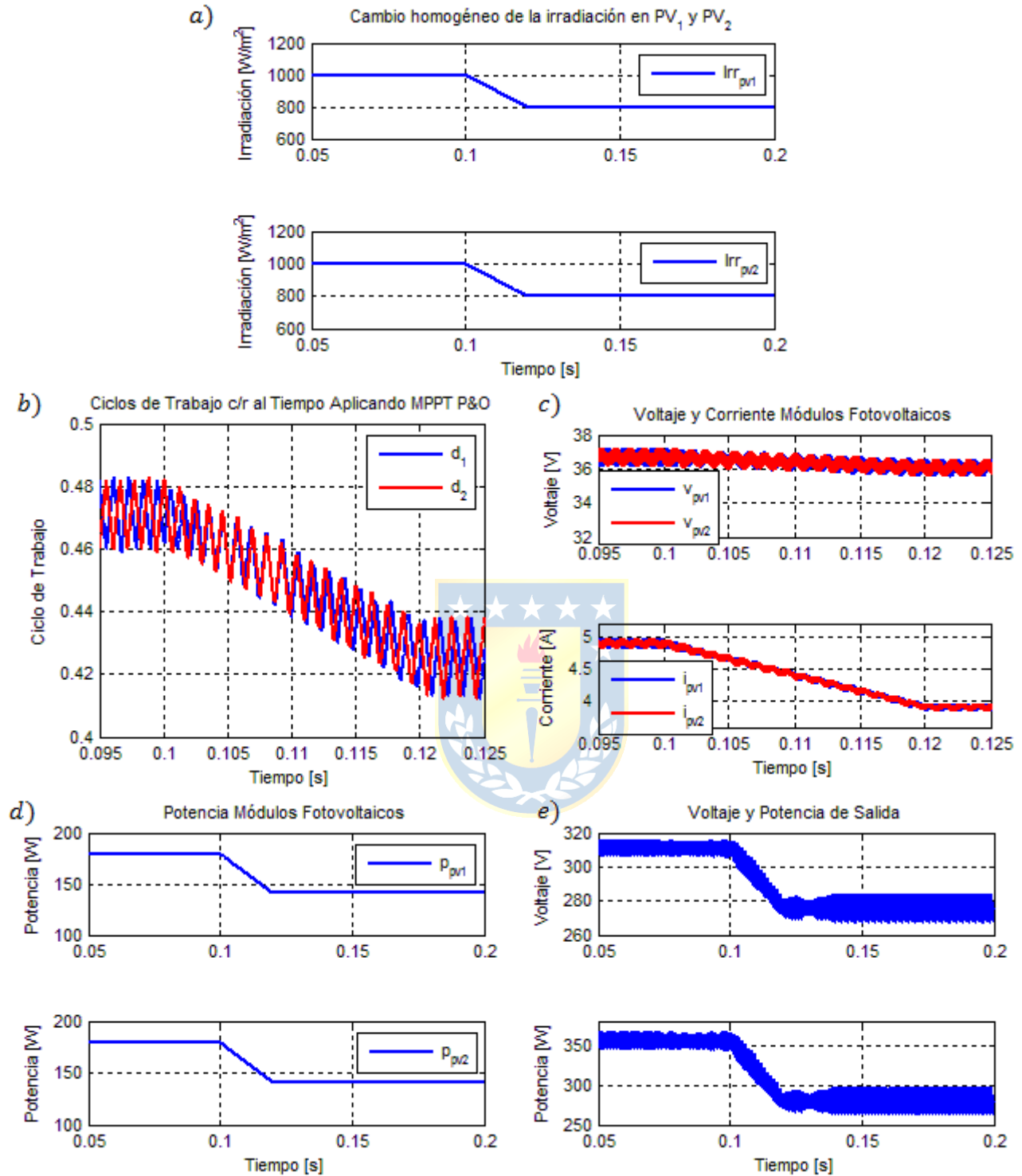


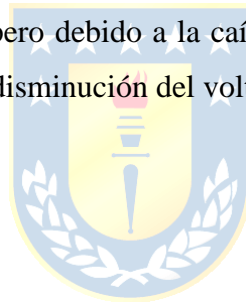
Fig. 5.17 Formas de onda Microconvertidores Flyback ante cambios homogéneos de irradiación a temperatura constante.

(a) Cambio rampa de Irradiación, (b) Ciclo de Trabajo con MPPT P&O, (c) Voltaje y Corriente de Módulos Fotovoltaicos, (d) Potencia de Módulos Fotovoltaicos, (e) Voltaje y Potencia de Salida.

5.5.2. Microconvertidores Flyback con sistema de control MPPT para cambios homogéneos de temperatura a irradiación constante

En esta prueba lo que se realiza es un cambio rampa durante 200[ms] de la temperatura para cada uno de los paneles fotovoltaicos, ambos ocurriendo al mismo tiempo. Este cambio rampa es de 25[°C] a 50[°C] y además se considera que los ciclos de trabajo de cada convertidor están desplazados en $T_s/2$. Se considera también una irradiación constante de 1000[W/m²].

De la Fig. 5.18 se aprecia que ante el cambio de temperatura en ambos convertidores provoca un aumento del ciclo de trabajo. Esto se debe a que según el diagrama de flujo del algoritmo MPPT, ante una disminución de la potencia y ante una disminución de la tensión del módulo fotovoltaico, el ciclo de trabajo debe aumentar, y también se observa que en uno de los convertidores el ciclo de trabajo no rebasa el máximo permitido, lo que corrobora el correcto funcionamiento del algoritmo. Por otra parte, se observa que la corriente de ambos convertidores decae momentáneamente, pero rápidamente vuelve a su valor inicial, pero debido a la caída de tensión, la potencia de los paneles decae, lo que provoca por lo tanto, una disminución del voltaje y potencia de salida.



5.5.3. Microconvertidores Flyback con sistema de control MPPT para cambios diferenciados de irradiación a temperatura constante

En esta prueba lo que se realiza es un cambio rampa durante 200[ms] de la irradiación para cada uno de los paneles fotovoltaicos, pero esta vez para distintos momentos. Este cambio rampa es de 1000[W/m²] a 800[W/m²] en ambos casos, pero en el primer convertidor ocurre para $t = 0,09$ [s] y para el segundo convertidor en $t = 1,2$ [s]. Además se considera que los ciclos de trabajo de cada convertidor están desplazados en $T/2$ y también una temperatura constante de 25[°C].

En la Fig. 5.19 se puede observar que ante cambios de irradiación en distintos momentos provoca momentos en que los ciclos de trabajo de cada convertidor estén más o menos desplazados uno con respecto al otro, lo que provoca que en ciertos intervalos de tiempo el rizado de potencia y voltaje de salida aumente o disminuya, al igual que en las tensiones y corrientes de los módulos fotovoltaicos. Por otra parte, se puede observar el funcionamiento correcto del algoritmo MPPT para cada convertidor, sin embargo, se observa una falencia en que estos algoritmos funcionen de manera independiente, aún cuando exista un desplazamiento del ciclo de trabajo en la señal PWM.



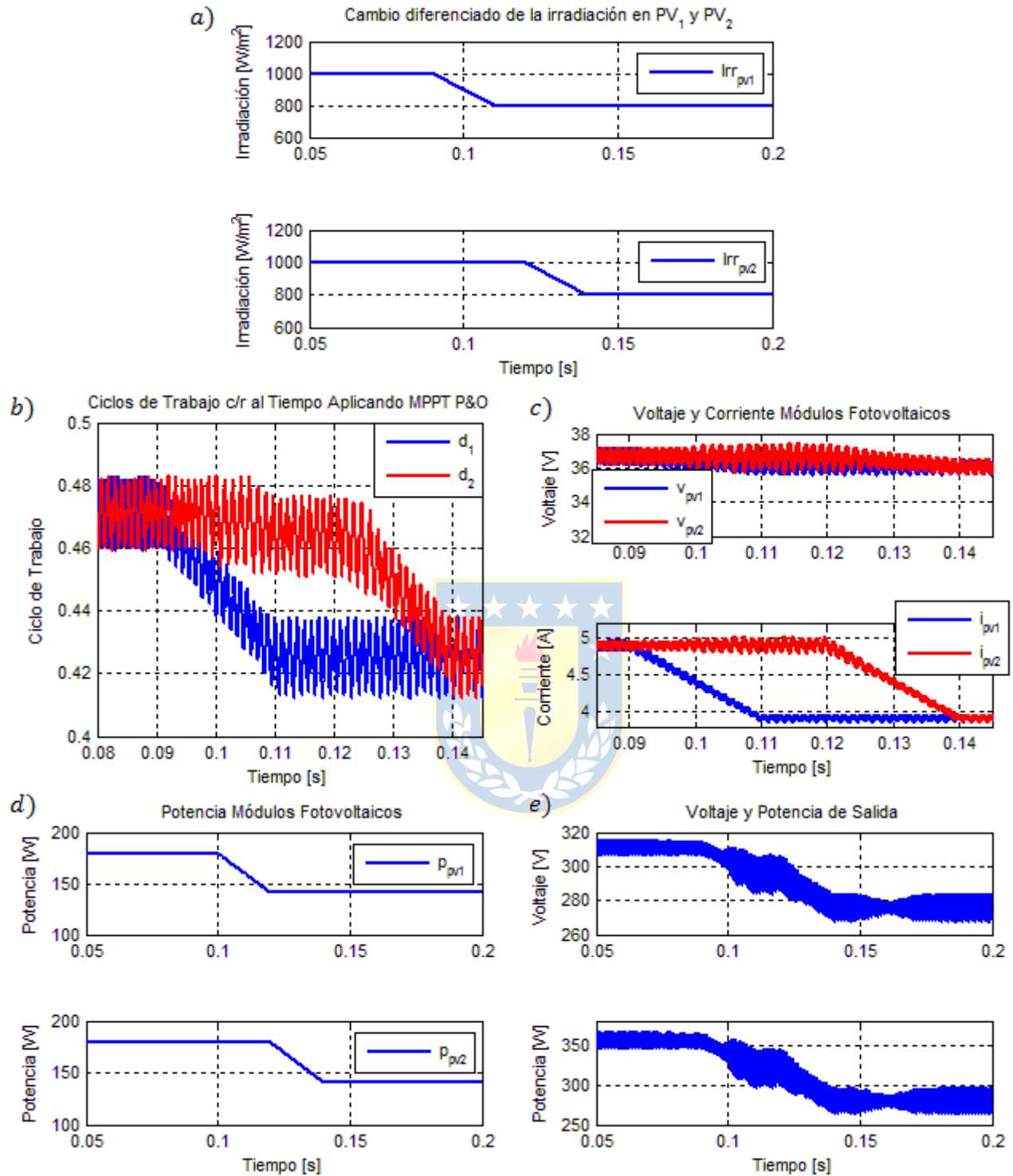


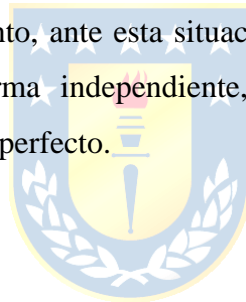
Fig. 5.19 Formas de onda Microconvertidores Flyback ante cambios diferenciados de irradiación a temperatura constante.

(a) Cambio rampa de Irradiación, (b) Ciclo de Trabajo con MPPT P&O, (c) Voltaje y Corriente de Módulos Fotovoltaicos, (d) Potencia de Módulos Fotovoltaicos, (e) Voltaje y Potencia de Salida.

5.5.4. Microconvertidores Flyback con sistema de control MPPT para cambios diferenciados de temperatura a irradiación constante

En esta prueba lo que se realiza es un cambio rampa durante 200[ms] de la temperatura para cada uno de los paneles fotovoltaicos, pero esta vez para distintos momentos. Este cambio rampa es de 25[°C] a 50[°C] en ambos casos, pero en el primer convertidor ocurre para $t = 0,09$ [s] y para el segundo convertidor en $t = 1,2$ [s]. Además se considera que los ciclos de trabajo de cada convertidor están desplazados en $T/2$ y también una irradiación constante de 1000[W/m²].

De forma similar al punto anterior, en la Fig. 5.20 se observa que ante cambios de la temperatura en distintos momentos en cada convertidor provoca que los ciclos de trabajo de cada convertidor se sincronicen más o se sincronicen menos, provocando que en la potencia de salida y el voltaje de salida tengan mayor o menor rizado, al igual que las tensiones y corrientes de cada módulo fotovoltaico, más allá que inicialmente se sintonice el algoritmo MPPT para que los ciclos de trabajo estén desplazados. Por lo tanto, ante esta situación se concluye que si bien el algoritmo funciona en cada convertidor de forma independiente, en forma conjunta ante cambios de temperatura en distintos tiempos no sea perfecto.



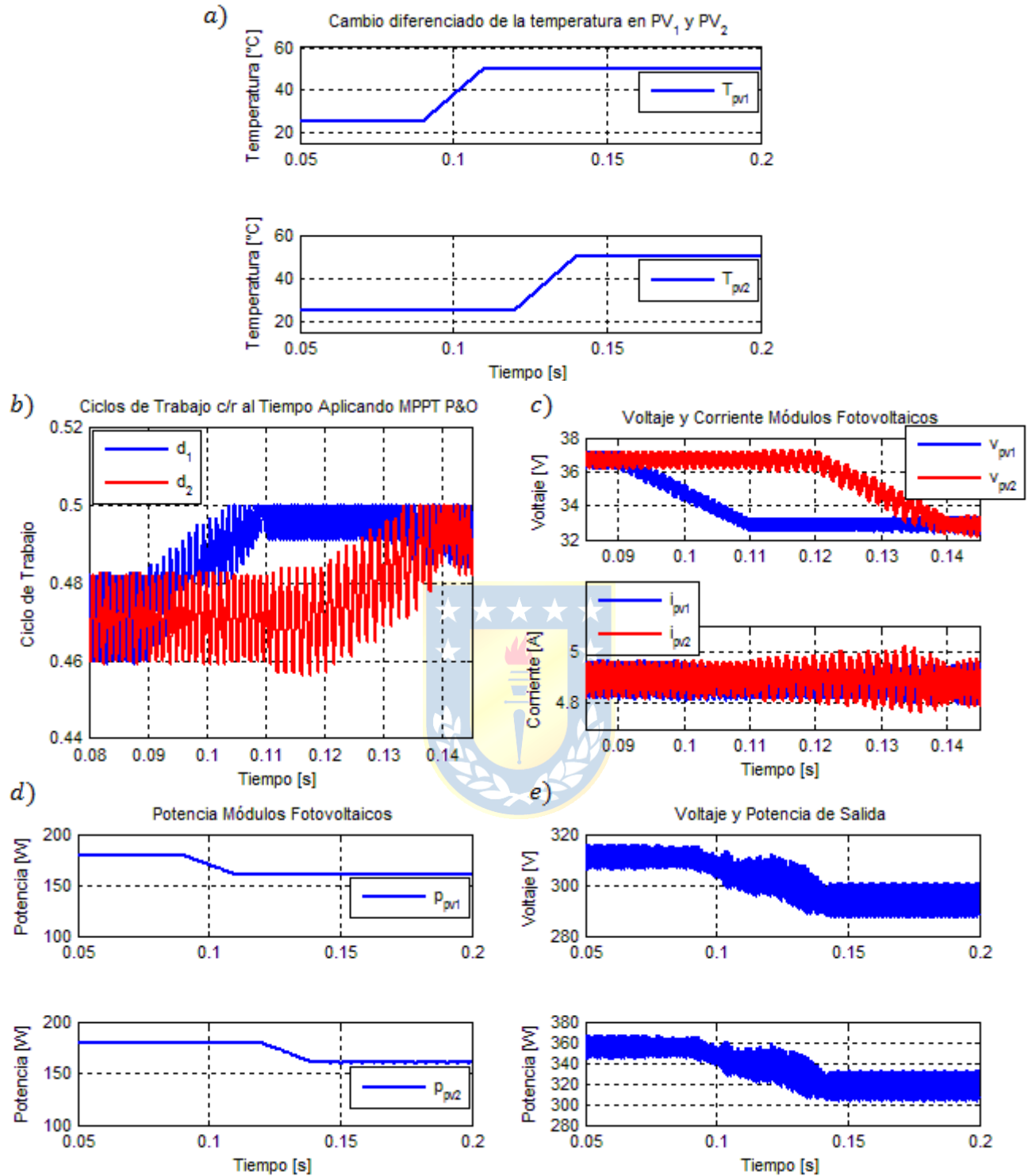


Fig. 5.20 Formas de onda Microconvertidores Flyback ante cambios diferenciados de temperatura a irradiación constante.

(a) Cambio rampa de Temperatura, (b) Ciclo de Trabajo con MPPT P&O, (c) Voltaje y Corriente de Módulos Fotovoltaicos, (d) Potencia de Módulos Fotovoltaicos, (e) Voltaje y Potencia de Salida.

Capítulo 6. Implementación, Pruebas y Resultados

6.1. Listado de Componentes

A continuación, se tienen las siguientes listas de componentes, en donde se incluye TAG, una descripción del material y su valor. En cuanto al TAG, su enumeración se lee de la siguiente forma: Sea el componente “ $X_{x,yy}$ ”, en donde:

X_x : Letra que representa al componente y sufijo (opcional),

y (primer dígito) : Dígito que indica a qué convertidor pertenece el elemento, y

y (segundo dígito) : Dígito que indica el número del elemento en el correspondiente convertidor.

En el caso del primer dígito se incluye los números y/o letras “1”, “2”, “o” y “x”, en donde “1” y “2” corresponden a los convertidores Flyback respectivos a implementar, “o” corresponde a la salida del circuito y “x” representa un único componente en todo el sistema.

TABLA 6.1 Componentes Circuito de Potencia.

Componente	Descripción	Valor
C_{11}	Condensador electrolítico	220/200 [μF]/[V]
C_{21}	Condensador electrolítico	220/200 [μF]/[V]
C_{12}	Condensador fílmico	0,22/630 [μF]/[V]
C_{22}	Condensador fílmico	0,22/630 [μF]/[V]
C_{13}	Condensador de tantalio	0,1 [μF]
C_{23}	Condensador de tantalio	0,1 [μF]
C_{o1}	Condensador fílmico	1/630 [μF]/[V]
C_{o2}	Condensador fílmico	1/630 [μF]/[V]
R_{11}	Resistencia	2,7/1 [kΩ]/[W]
R_{21}	Resistencia	2,7/1 [kΩ]/[W]
R_{12}	Resistencia	200/0,25 [Ω]/[W]
R_{22}	Resistencia	200/0,25 [Ω]/[W]
R_{13}	Resistencia	18/2 [Ω]/[W]
R_{23}	Resistencia	18/2 [Ω]/[W]
R_{o1}	Reóstato	347/1,4 [Ω]/[A]
L_{11}	Inductor de núcleo toroidal, $N = 6$ vueltas, AWG #14	8 [μH]
L_{21}	Inductor de núcleo toroidal, $N = 6$ vueltas, AWG #14	8 [μH]
D_{11}	Diodo rápido EGP50C	150/5 [V]/[A]
D_{21}	Diodo rápido EGP50C	150/5 [V]/[A]
D_{12}	Diodo rápido EGP50C	150/5 [V]/[A]
D_{22}	Diodo rápido EGP50C	150/5 [V]/[A]

TABLA 6.2 Componentes Circuito de Potencia (Continuación).

Componente	Descripción	Valor	
D_{13}	Diodo rápido MUR480EG	800/4	[V]/[A]
D_{23}	Diodo rápido MUR480RG	800/4	[V]/[A]
D_{14}	Diodo rectificador P600A	50/6	[V]/[A]
D_{24}	Diodo rectificador P600A	50/6	[V]/[A]
LED_{11}	Diodo LED rojo	1,8/0,02	[V]/[A]
LED_{21}	Diodo LED rojo	1,8/0,02	[V]/[A]
M_{11}	MOSFET IRFP460 canal-n	500/18,4	[V]/[A]
M_{21}	MOSFET IRFP460 canal-n	500/18,4	[V]/[A]
T_{11}	Transformador núcleo de ferrita E8020, $N_p:N_s = 1/8,96$	44	[μ H]
T_{21}	Transformador núcleo de ferrita E8020, $N_p:N_s = 1/8,96$	44	[μ H]
$OPTO_{11}$	Optoacoplador HCPL-3120	-	-
$OPTO_{21}$	Optoacoplador HCPL-3120	-	-
F_{11}	Fusible de cartucho tipo T	32/300	[A]/[V]
F_{21}	Fusible de cartucho tipo T	32/300	[A]/[V]
S_{11}	Interruptor automático Legrand C10 MCB	400/10-	[V]/[A]
S_{21}	Interruptor automático Legrand C10 MCB	400/10-	[V]/[A]



TABLA 6.3 Componentes Circuito de Adquisición

Componente	Descripción	Valor	
C_{14}	Condensador electrolítico	100/50	[μ F]/[V]
C_{24}	Condensador electrolítico	100/50	[μ F]/[V]
C_{15}	Condensador electrolítico	47/50	[μ F]/[V]
C_{25}	Condensador electrolítico	47/50	[μ F]/[V]
C_{16}	Condensador electrolítico	47/50	[μ F]/[V]
C_{26}	Condensador electrolítico	47/50	[μ F]/[V]
R_{14}	Resistencia	220/0,25	[Ω]/[W]
R_{24}	Resistencia	220/0,25	[Ω]/[W]
R_{15}	Resistencia	5,6/1	[k Ω]/[W]
R_{25}	Resistencia	5,6/1	[k Ω]/[W]
R_{16}	Resistencia	220/0,25	[Ω]/[W]
R_{26}	Resistencia	220/0,25	[Ω]/[W]
R_{17}	Resistencia	10/0,25	[k Ω]/[W]
R_{27}	Resistencia	10/0,25	[k Ω]/[W]
R_{18}	Resistencia	1/0,25	[k Ω]/[W]
R_{28}	Resistencia	1/0,25	[k Ω]/[W]
R_{19}	Resistencia	81/0,25	[Ω]/[W]
R_{29}	Resistencia	81/0,25	[Ω]/[W]

TABLA 6.4 Componentes Circuito de Adquisición (Continuación)

Componente	Descripción	Valor	
R_{110}	Resistencia	1/0,25	[k Ω]/[W]
R_{210}	Resistencia	1/0,25	[k Ω]/[W]
VS_{11}	Sensor de Voltaje LEM LV25-P	500/ \pm 14	[V]/[mA]
VS_{21}	Sensor de Voltaje LEM LV25-P	500/ \pm 14	[V]/[mA]
IS_{11}	Sensor de Corriente HX-10	\pm 30	[A]
IS_{21}	Sensor de Corriente HX-10	\pm 30	[A]
$NDTD_{11}$	Convertidor DC-DC dual aislado NDTD0515	\pm 5/ \pm 15	[V]/[V]
$NDTD_{21}$	Convertidor DC-DC dual aislado NDTD0515	\pm 5/ \pm 15	[V]/[V]
AO_{11}	Amplificador Operacional dual LF353N	-	-
AO_{21}	Amplificador Operacional dual LF353N	-	-
LED_{12}	Diodo LED rojo	1,8/0,02	[V]/[A]
LED_{22}	Diodo LED rojo	1,8/0,02	[V]/[A]

TABLA 6.5 Otros componentes y Fuentes de alimentación

Componente	Descripción	Valor	
PIC_{x1}	Microcontrolador PIC18F4550	-	-
PV_{11}	Módulo Fotovoltaico JS185D	180	[W]
PV_{21}	Módulo Fotovoltaico JS185D	180	[W]
$V_{CC,11}$	Fuente de alimentación DC	± 18	[V]
$V_{CC,21}$	Fuente de alimentación DC	± 18	[V]
$V_{DD,11}$	Fuente de alimentación DC	± 5	[V]
$V_{DD,12}$	Fuente de alimentación DC	± 5	[V]

6.2. Diagrama Esquemático

Se presenta a continuación el diagrama esquemático del sistema completo. Este diagrama se divide en cuatro partes: La Fig. 6.1 corresponde al circuito de potencia de los microconvertidores Flyback conectados en paralelo, incluyendo en cada uno su circuito Snubber pasivo sin pérdidas; la Fig. 6.2 corresponde a los circuitos de excitación de cada convertidor, incluyendo sus optoacopladores; la Fig. 6.3 muestran los circuitos de adquisición de la corriente y voltaje de cada panel, donde además se acondicionan las señales en los amplificadores operacionales para luego almacenarlos en el microcontrolador, y la Fig. 6.4 se ilustra el microcontrolador que se utiliza en este trabajo, indicando los pines en donde ingresan las señales provenientes de los circuitos de adquisición y los pines de donde salen las señales PWM.

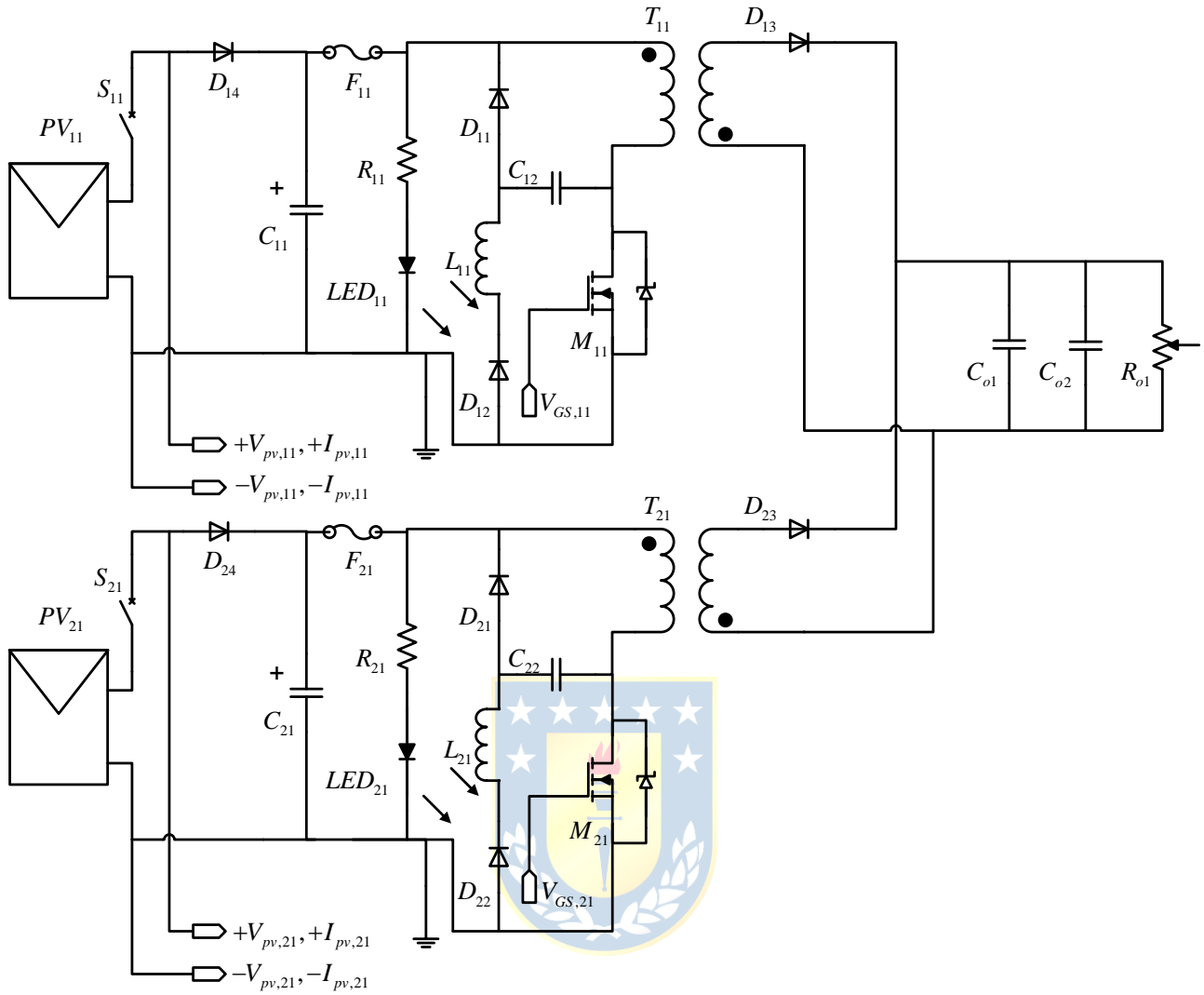


Fig. 6.1 Esquemático Circuito de Potencia Microconvertidores Flyback.

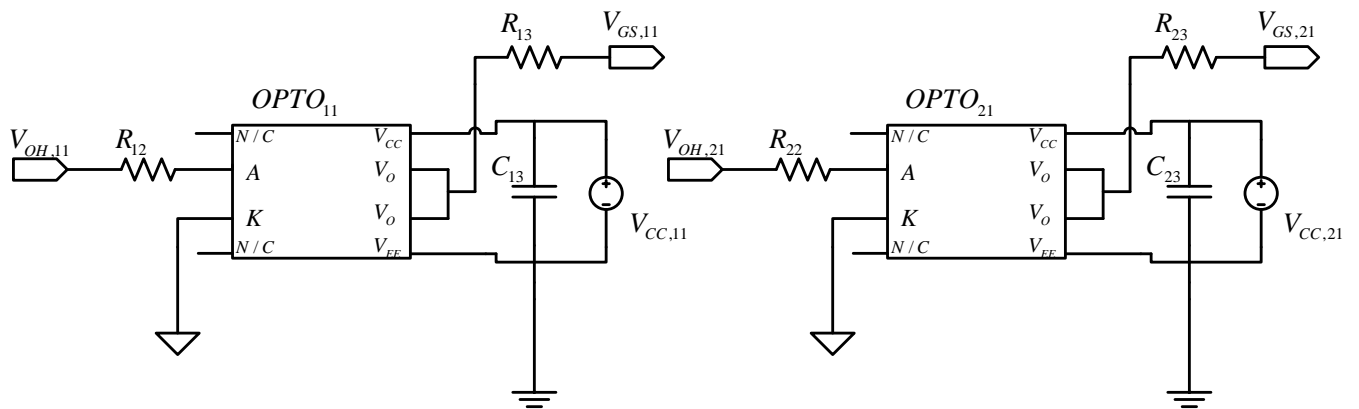


Fig. 6.2 Esquemático Circuito de Excitación Microconvertidores Flyback.

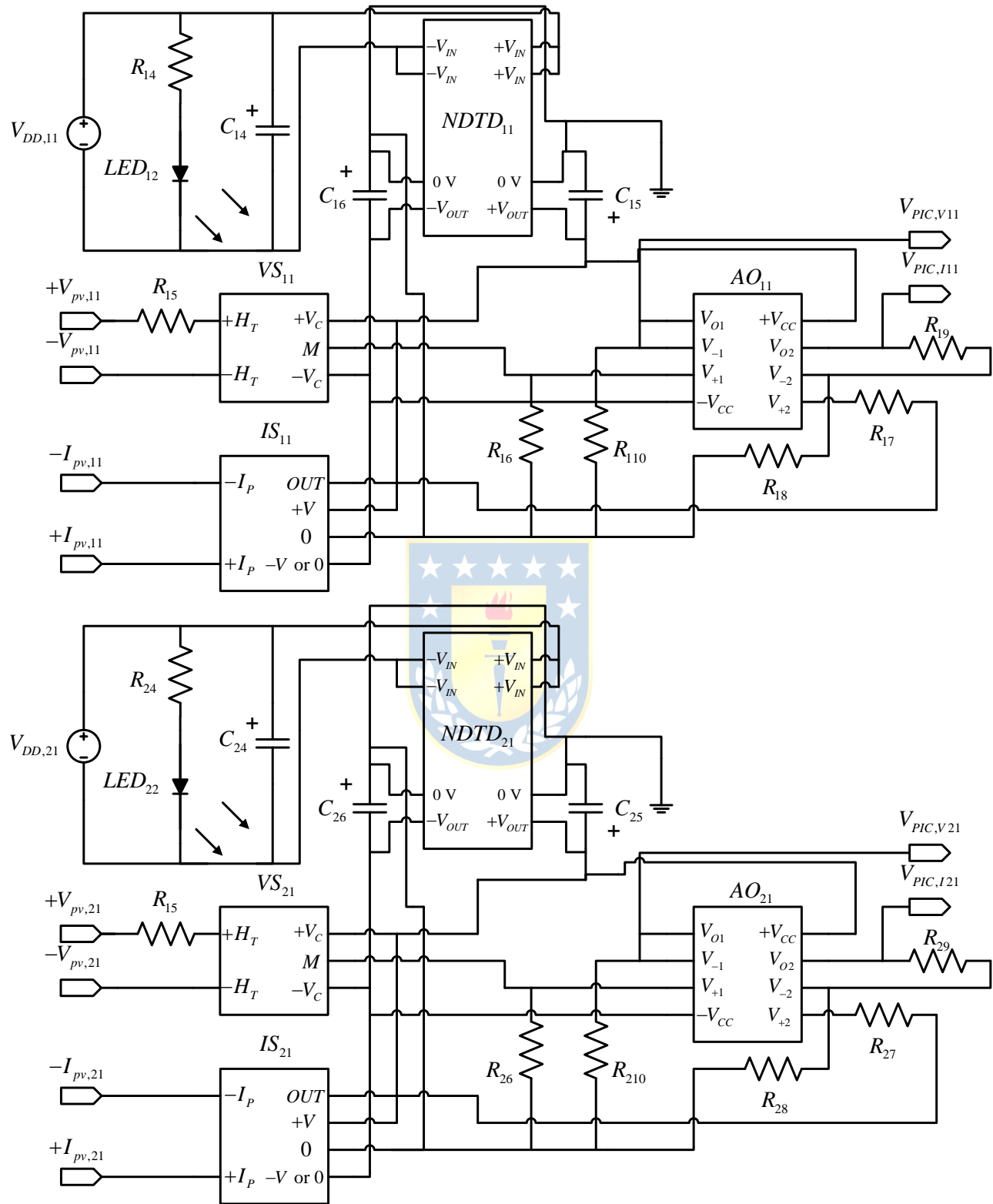


Fig. 6.3 Esquemático Circuitos de Adquisición Microconvertidores Flyback.

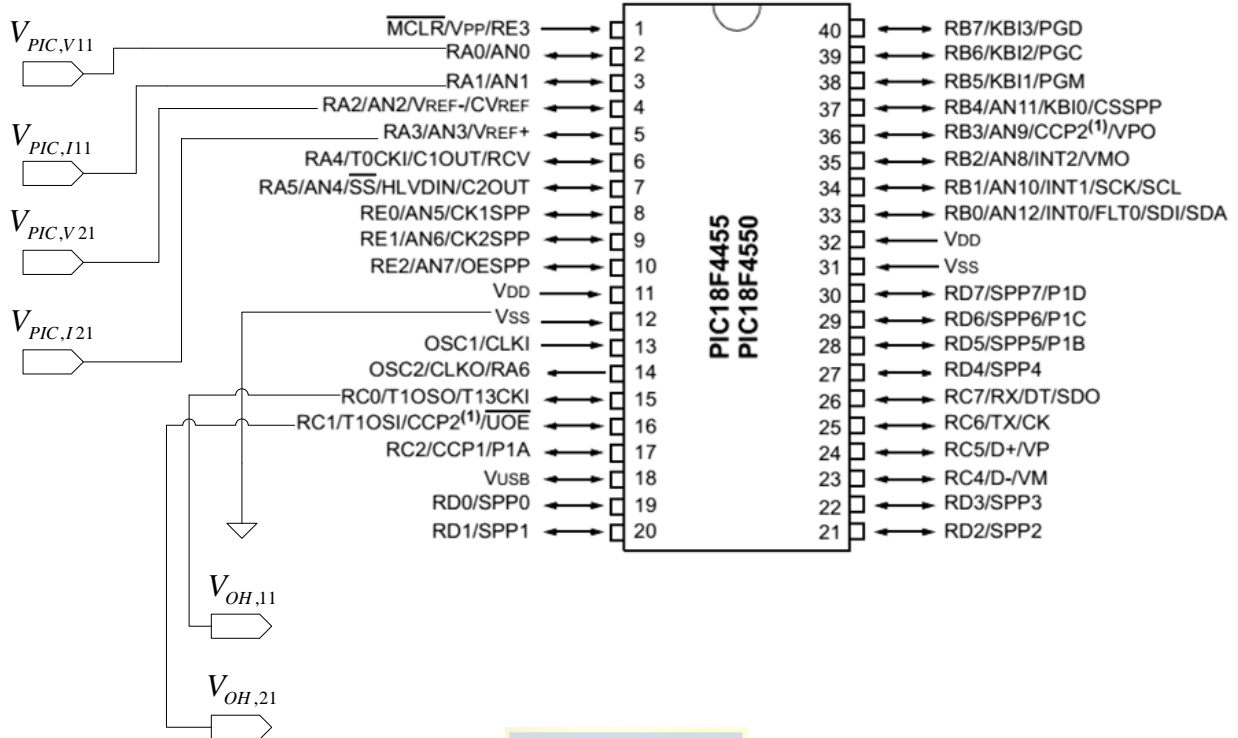


Fig. 6.4 Esquemático Conexiones de Microcontrolador PIC18F4550.



6.3. Diagramas de Circuitos Impresos

A continuación se muestran los circuitos impresos diseñados para estos microconvertidores. En la Fig. 6.5 se observa el circuito impreso correspondiente al lado primario de cada convertidor, incluyendo además las pistas correspondientes a los circuitos de excitación respectivos.

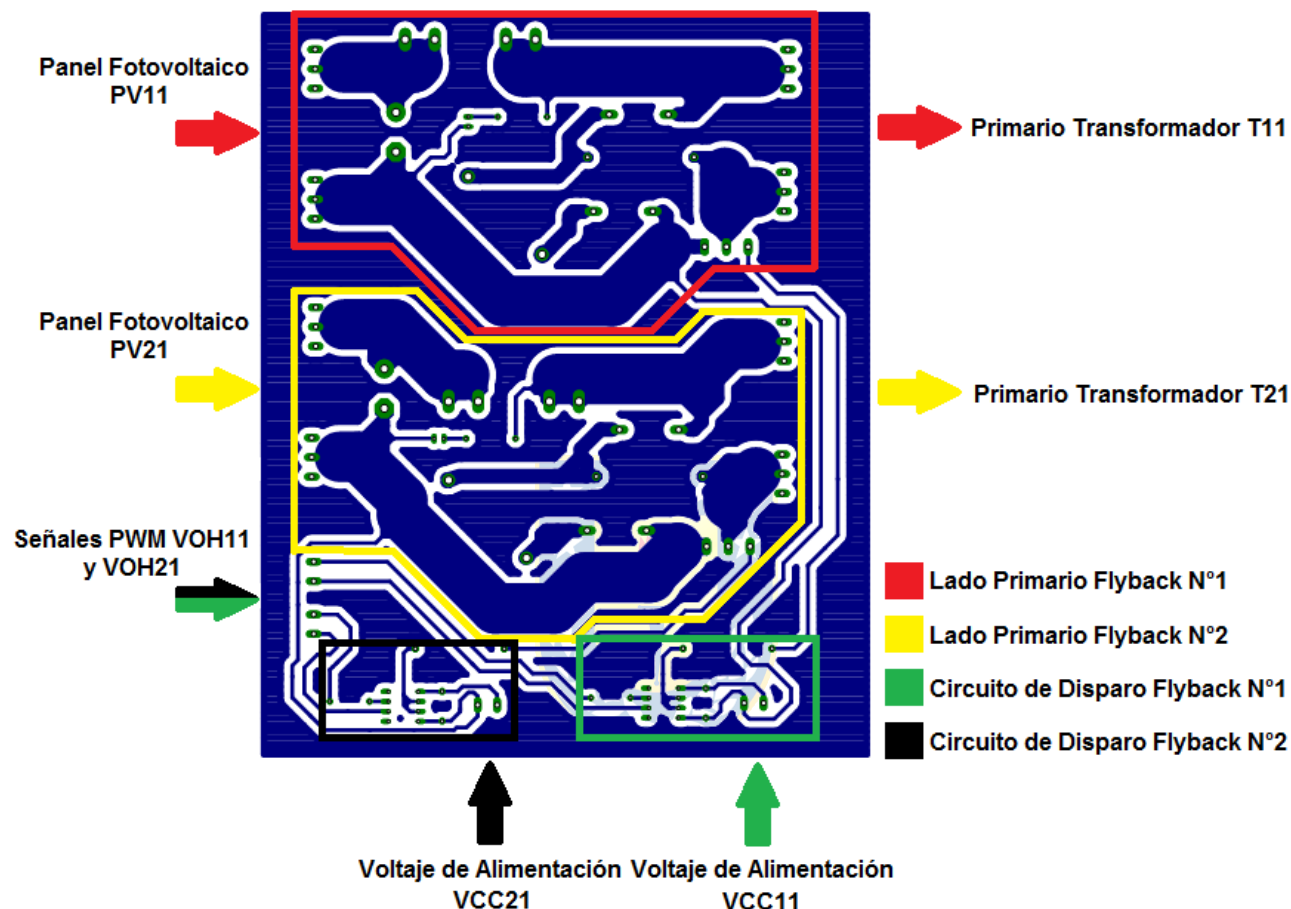


Fig. 6.5 Circuito Impreso Lado Primario Microconvertidores tipo Flyback (tamaño reducido).

Por otra parte, la Fig. 6.6 corresponde al lado secundario de cada convertidor, además de incluir las rutas donde estos convertidores convergen en paralelo, tal como se observa en el esquemático del circuito de potencia (Fig. 6.1), mientras que la Fig. 6.7 corresponde a la zona donde se conectan los condensadores de filtro de salida y cuya salida se conecta a la carga.

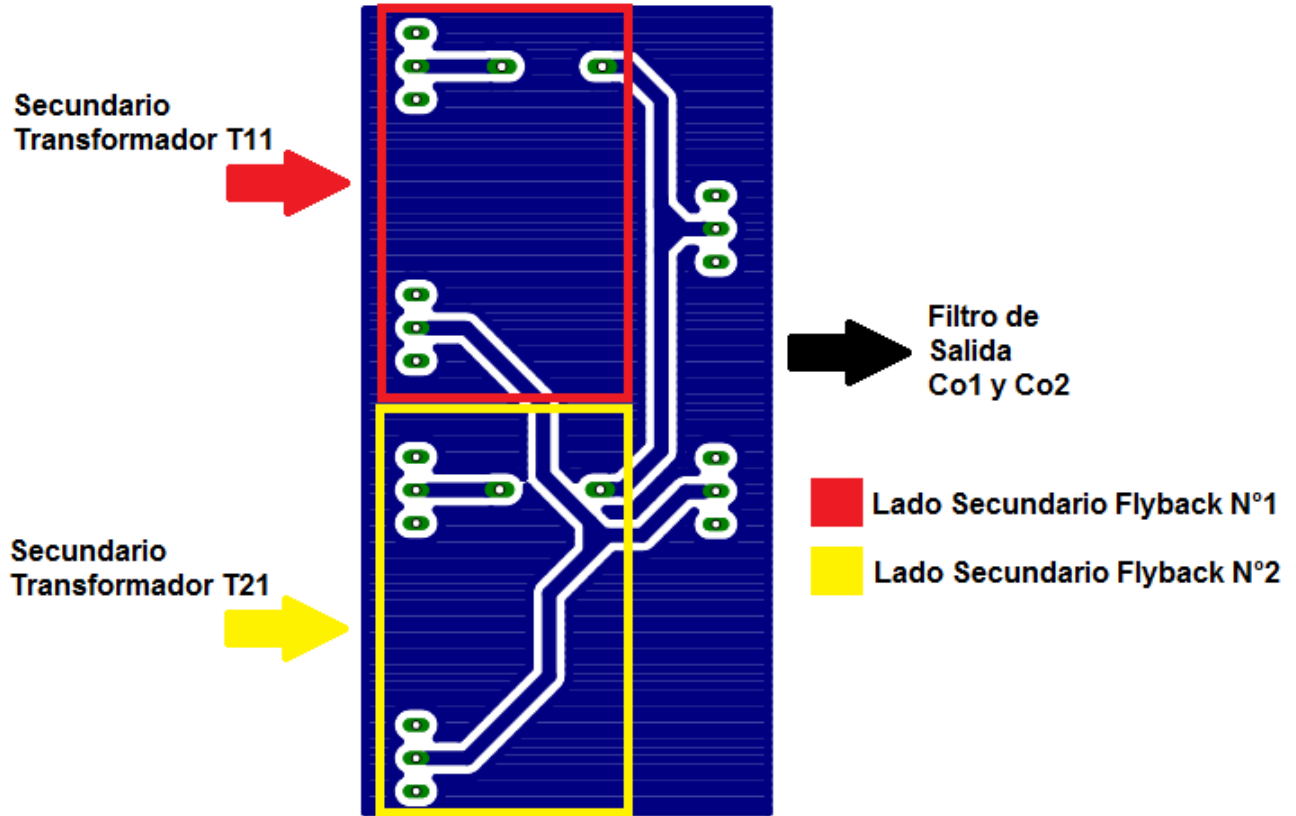


Fig. 6.6 Circuito Impreso Lado Secundario Microconvertidores tipo Flyback (tamaño reducido).

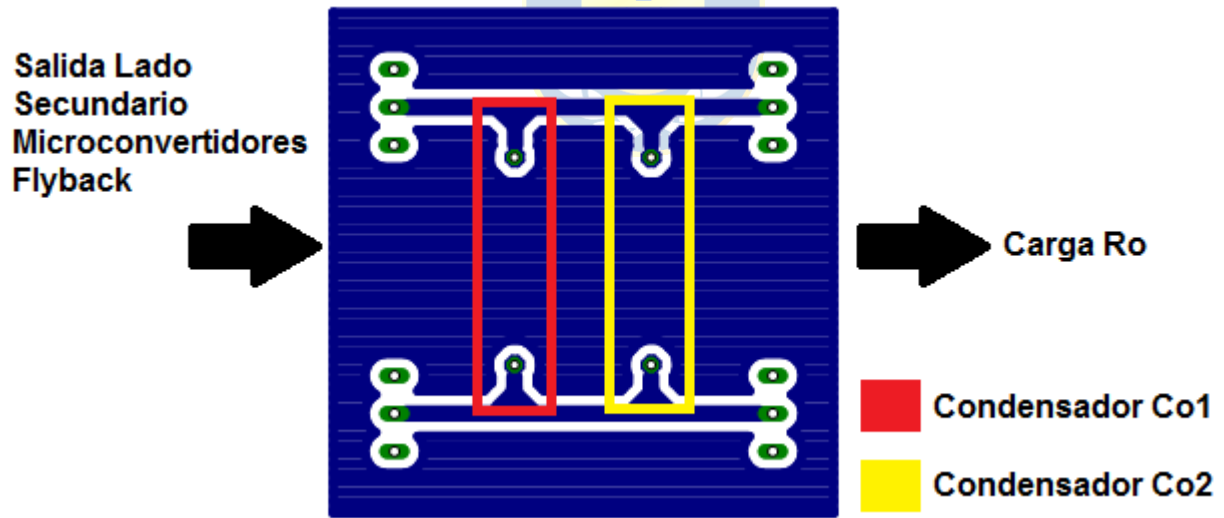


Fig. 6.7 Circuito Impreso Salida Microconvertidores tipo Flyback.

Finalmente, la Fig. 6.8 corresponde al circuito impreso utilizado para cada circuito de adquisición de las señales de voltaje y corriente de cada módulo fotovoltaico.

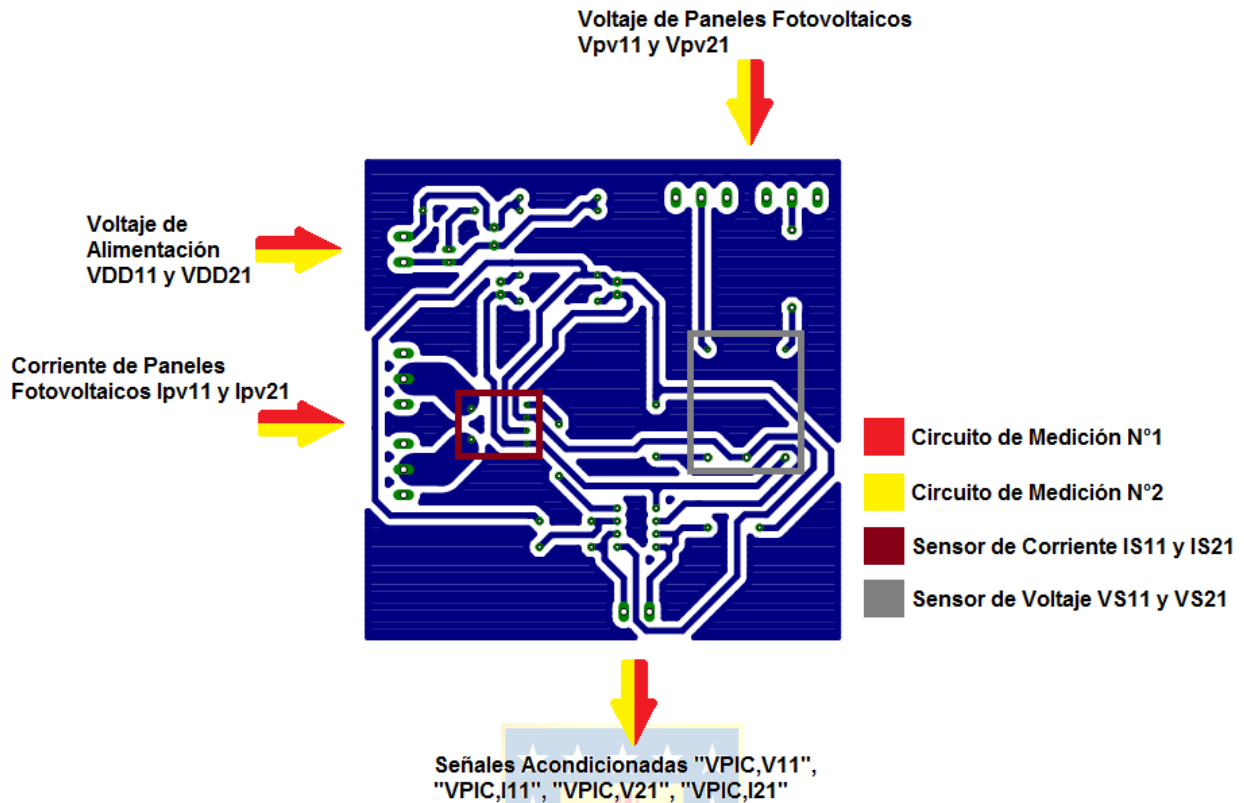


Fig. 6.8 Circuito Impreso Adquisición de Voltaje y Corriente de Paneles Fotovoltaicos (tamaño reducido).

6.4. Set-Up del Laboratorio

A continuación se presenta el set-up utilizado en las pruebas del prototipo experimental. La implementación y pruebas experimentales del prototipo se realizan en el Laboratorio de Convertidores Estáticos, ubicado en el edificio Tecnológico Mecánico de la Facultad de Ingeniería de la Universidad de Concepción.

En la Fig. 6.9 a) se observan los paneles fotovoltaicos del laboratorio, indicando en el cuadros los utilizados en el experimento, mientras que en la Fig. 6.9 b) se muestra el tablero eléctrico a los cuales se conectan los paneles, cada uno con sus respectivos automáticos e indicando las conexiones correspondientes a los paneles JS5 y JS6, los cuales fueron los utilizados. Por otra parte, en la Fig. 6.9 c) se observan los circuitos de adquisición implementados, uno encima del otro, en conjunto con el microcontrolador. Por otra parte, en la Fig. 6.9 d) se tiene una foto horizontal de los circuitos de adquisición para una mejor apreciación de los dos circuitos. Finalmente, la Fig. 6.9 e) se observa el circuito de potencia implementado y la Fig. 6.9 f) se observa la carga utilizada en el experimento, que corresponde a una carga resistiva.

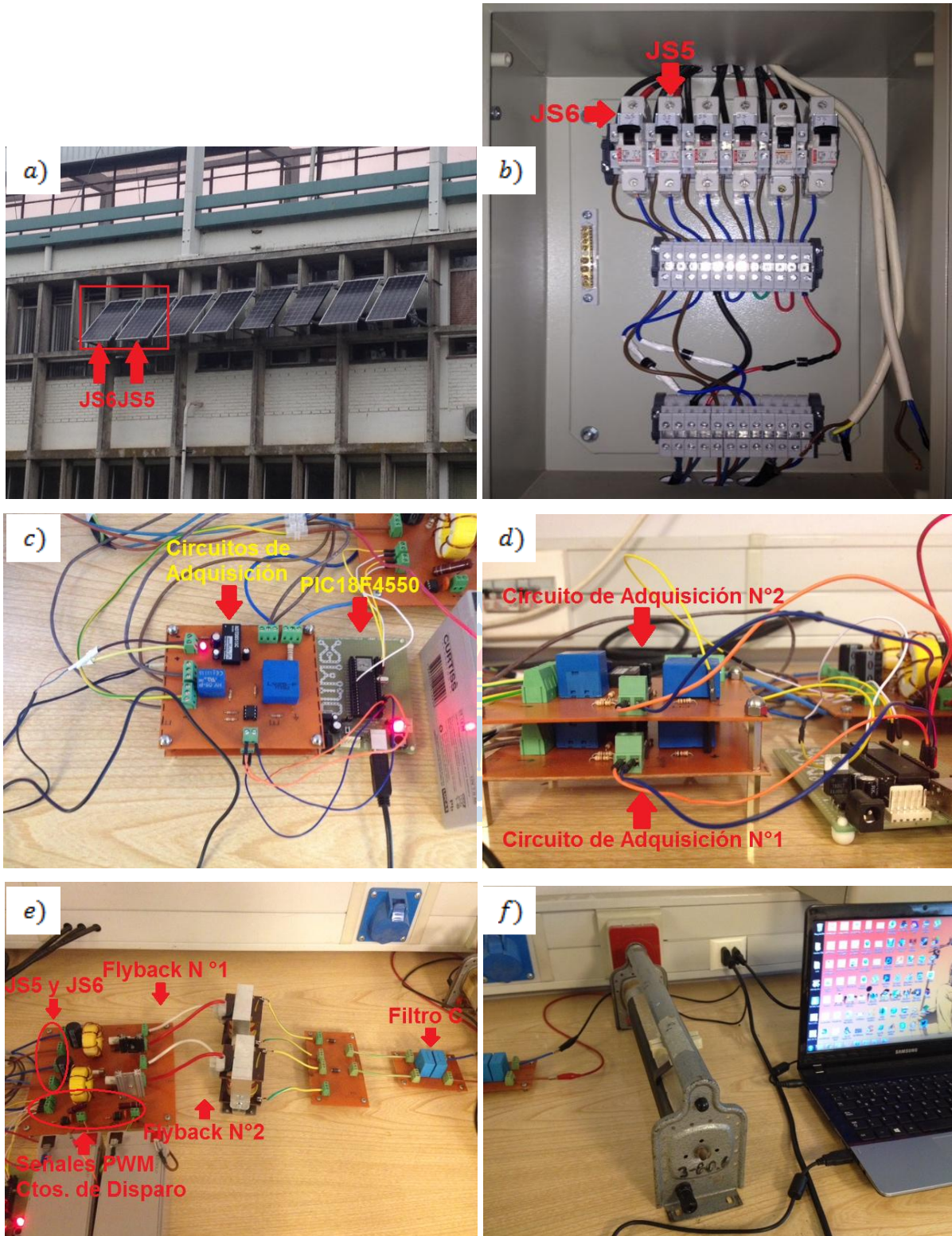


Fig. 6.9 Set-up de prototipo experimental microconvertidores Flyback.

- (a) Módulos fotovoltaicos, (b) Tablero de conexión paneles, (c) Circuitos de adquisición y microcontrolador, (d) Vista horizontal circuitos de medición, (e) Circuito de Potencia, (f) Carga resistiva.

6.5. Pruebas y Resultados Experimentales

Las pruebas experimentales realizadas con el prototipo se catalogan en dos:

- Prueba en lazo abierto.
- Prueba incluyendo el sistema de control mediante el algoritmo MPPT.

Para ambas pruebas se utilizan los siguientes equipos, disponibles en el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Concepción, para la medición de variables como voltaje y corriente, y la visualización de las formas de onda:

TABLA 6.6 Equipos de Medición y Visualización de voltaje y corriente.

Equipo	Cantidad
Pinza Amperimétrica Fluke i30s	2
Punta Diferencial de Tensión Pintek DP-25	2
Multímetro Meterman 37XR	1
Osciloscopio Digital Tektronix TDS 1002B	1

6.5.1. Prueba en lazo abierto

Esta prueba experimental fue realizada el 7 de agosto de 2014, bajo las siguientes condiciones:

- Voltajes de alimentación de los convertidores de 12[V] mediante fuentes DC.
- Señales de pulso alternadas, cada una con un ciclo de trabajo de 0.5.

En la Fig. 6.10 a) se aprecia que ante los voltajes de alimentación dados, se obtiene un voltaje de salida de aprox. 93[V], lo que se obtiene una razón de $N_s/N_p = 7.75$, el cual es un resultado cercano a la razón diseñada para el convertidor.

En la Fig. 6.10 c) se observa el efecto discontinuo en las corrientes y además, debido a los pulsos alternos de los convertidores, tal como en la simulación, genera un efecto en la suma de las corrientes del lado secundario de cada convertidor (Fig. 6.10 d)). Sin embargo, se observan peaks de corriente tanto en sus valores máximos y en sus valores mínimos, producto de los efectos parásitos, tanto de los transformadores como del reóstato, que tiene una inductancia asociada, más los efectos parásitos de los cables. Este efecto podría verse disminuido si se implementa un circuito snubber en el lado secundario.

Por otra parte, se aprecia en la Fig. 6.10 e) el efecto del circuito snubber pasivo en el voltaje drain-source de los MOSFET, disminuyendo considerablemente el peak de voltaje, con un sobrepaso máximo de un 73.3%, cercano al valor visto en la Fig. 4.9, mientras que en la Fig. 6.10 f)

observa además la concordancia de la forma de onda del voltaje del condensador resonante vistas en la teoría y en la simulación (Fig. 4.8 y Fig. 4.11 c)).

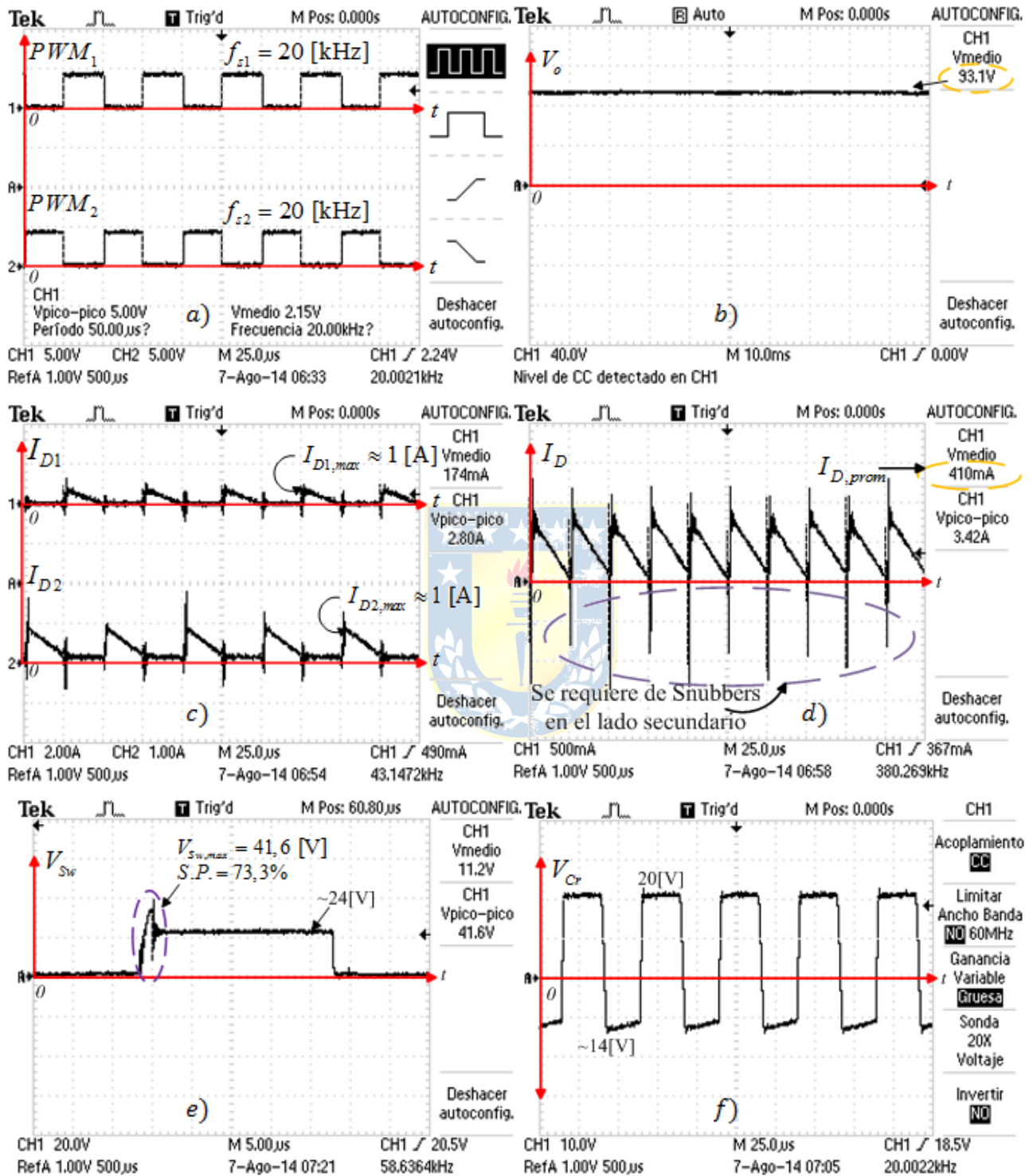


Fig. 6.10 Formas de onda Microconvertidores Flyback en lazo abierto.

- (a) Señales PWM, (b) Tensión de salida, (c) Corrientes secundarias, (d) Suma de las corrientes secundarias, (e) Voltaje Drain-Source MOSFET, (f) Voltaje del condensador resonante.

6.5.2. Prueba con Módulos Fotovoltaicos

Esta prueba fue realizada conectando a la entrada de cada convertidor los módulos fotovoltaicos. Estas pruebas fueron realizadas entre el 2 y 3 de septiembre de 2014 y el 19 de octubre de 2014, todos estos días entre las 9:00 y las 13:00 hrs. Durante estos días el tiempo estuvo mayoritariamente nublado con repentinas apariciones del sol, lo que provoca que la irradiación sea baja (aprox. 300 o 400 $[W/m^2]$ mediante estimaciones realizadas a partir de la corriente de corto circuito de un panel sin utilizar), con variaciones en momentos en que se despejaba más. La carga utilizada es resistiva, en específico un reóstato.

En la Fig. 6.12 a) se observa el voltaje drain-source de uno de los MOSFET, y se observa el efecto del snubber pasivo, atenuando el peak de voltaje, pero se observa que antes de que el switch encienda ocurre una caída de tensión en éste. Esto se debe también al efecto resonante de las capacitancias parásitas del switch y el devanado del transformador.

Al igual que en la prueba de lazo abierto, las señales PWM se encuentran alternadas, pero esta vez su ciclo de trabajo está regulado por el algoritmo MPPT implementado. Este efecto se puede apreciar en las corrientes primarias (Fig. 6.12 b)), secundarias (Fig. 6.12 c)) y mucho más visible en la suma de las corrientes secundarias (Fig. 6.12 d)), ya que las corrientes no se encuentran perfectamente alternadas, debido a la variación de cada uno de los ciclos de trabajo, teniendo como consecuencia que el efecto de disminución de rizado de corriente no sea tan efectivo como en el caso anterior. Por otra parte, aparecen los peaks de corriente debido a, como se mencionó anteriormente, efectos resonantes entre el devanado secundario y los capacitores de salida, por lo que es necesario implementar un circuito snubber para atenuar ese efecto.

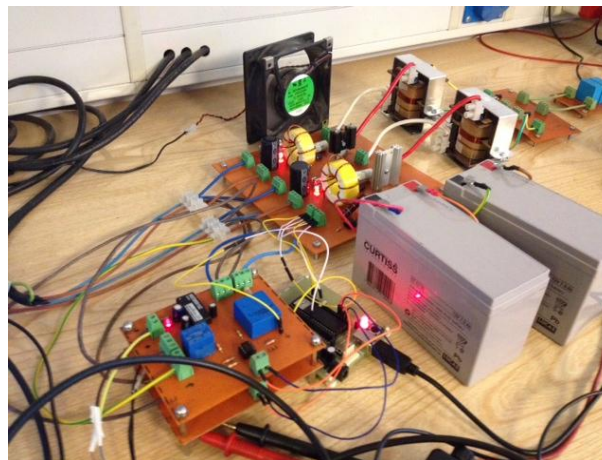


Fig. 6.11 Sistema de Microconvertidores Flyback completo en funcionamiento.

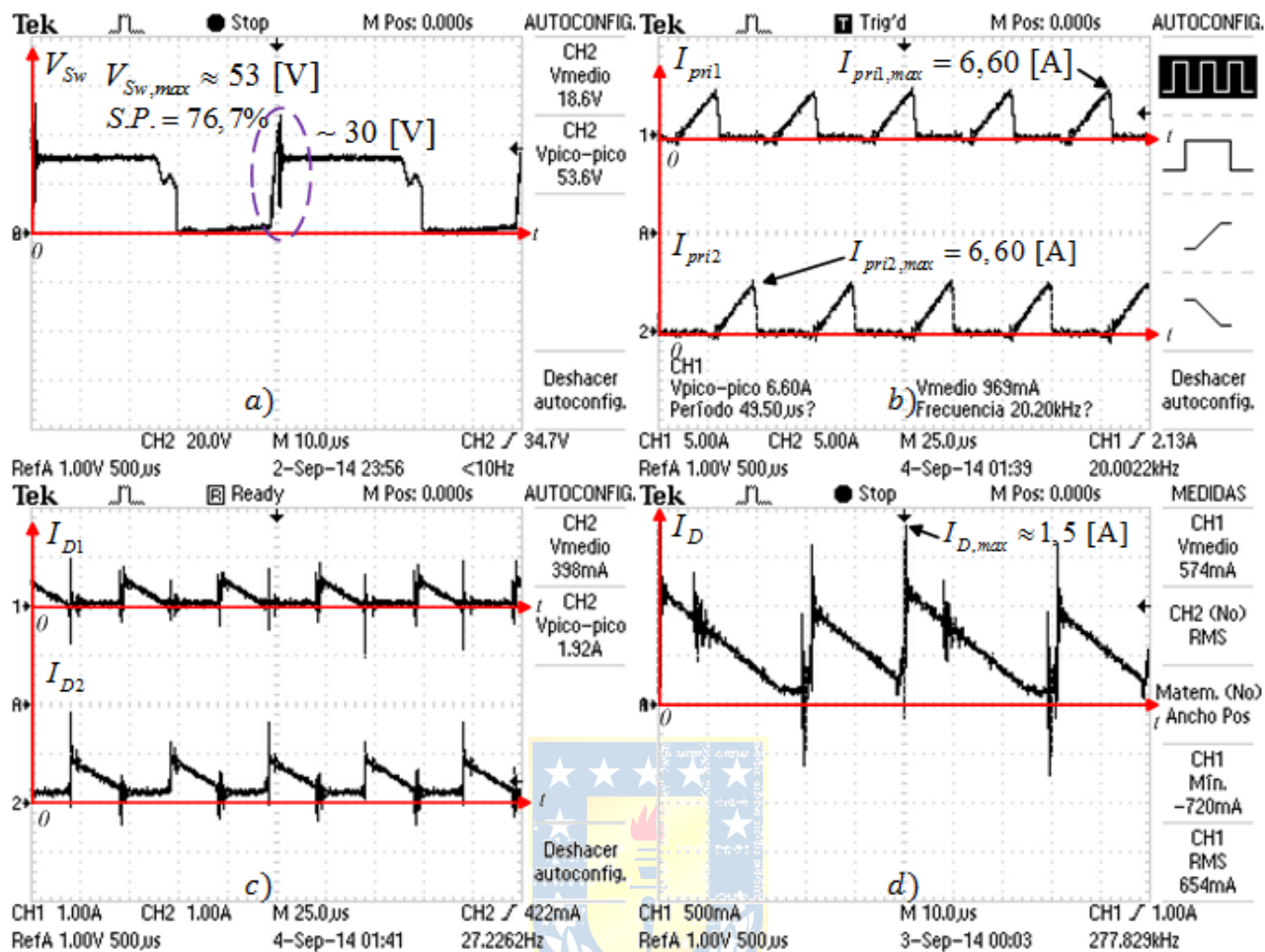


Fig. 6.12 Formas de onda Microconvertidores Flyback en experimento con paneles fotovoltaicos.

(a) Voltaje Drain-Source MOSFET, (b) Corrientes primarias, (c) Corrientes secundarias, (d), Suma de las corrientes secundarias.

Por otra parte, el funcionamiento del algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia queda corroborada a partir del siguiente experimento: Inicialmente se tiene un reóstato ajustado a $\sim 272[\Omega]$ y se registran los voltajes y las corrientes de cada panel utilizado, la tensión de salida y la corriente de salida. A continuación, se realiza un impacto de carga, conectando en paralelo otro reóstato de tal forma que la resistencia equivalente sea aproximadamente $150[\Omega]$ y se registran nuevamente las variables antes mencionadas.

En la Fig. 6.13 a) se observa que el voltaje de cada panel es cercano al voltaje máximo del panel (ver TABLA 3.1), mientras que la corriente de cada uno (Fig. 6.13 b)) se encuentra cercano a los 2[A], y basándose en los parámetros del panel, se aproxima a una irradiación de $380[\text{W}/\text{m}^2]$ y $60[\text{W}]$ de potencia máx.. Por otra parte, en las Fig. 6.13 c) y d) se observan la tensión y corriente de salida respectivamente, en ambos casos muy continuas, a pesar que la corriente posee un efecto resonante, debido a la combinación de la inductancia del reóstato y los condensadores de la etapa de salida.

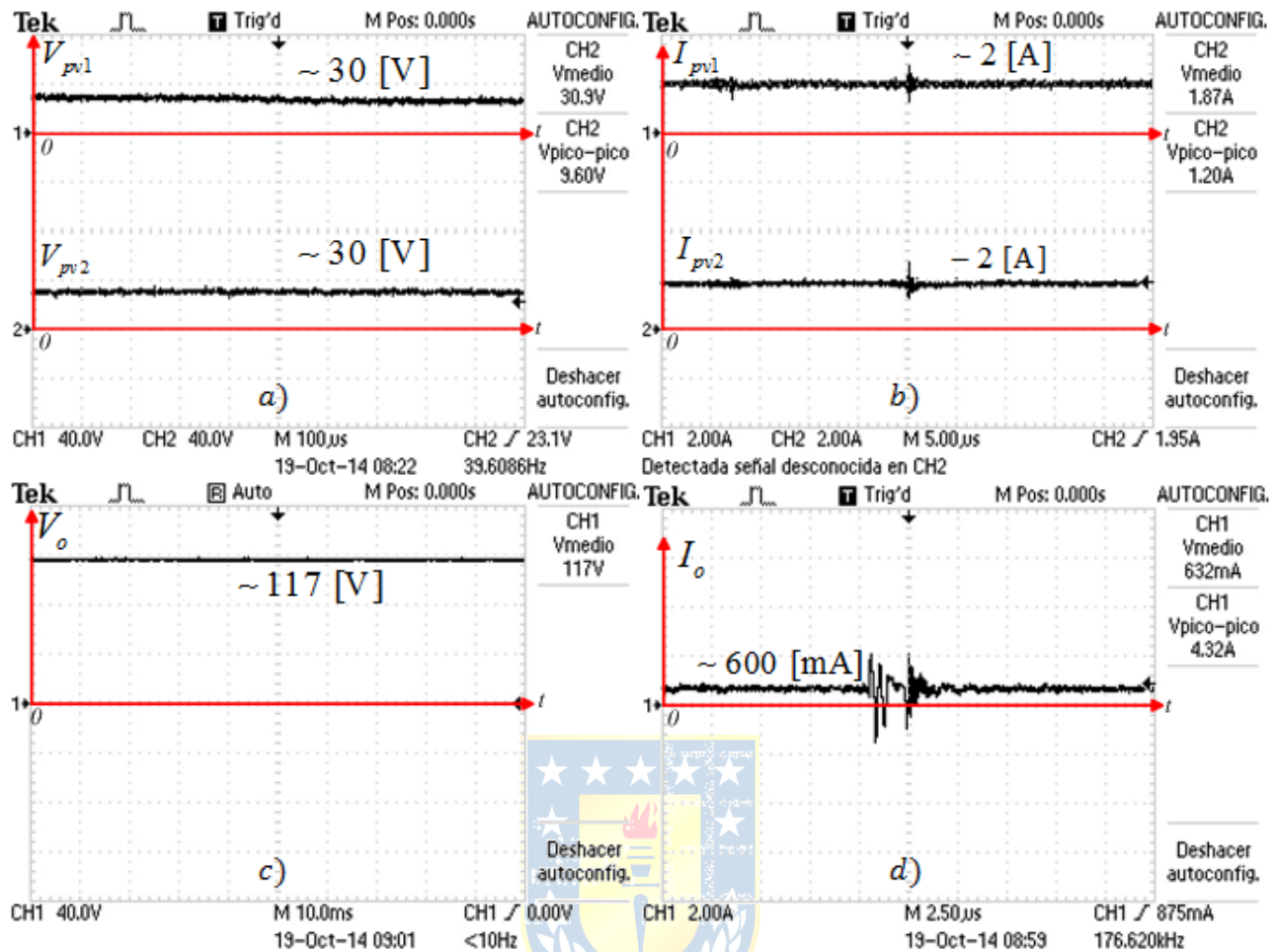


Fig. 6.13 Formas de onda Microconvertidores Flyback sin impacto de carga.

(a) Voltaje de los paneles, (b) Corriente de los paneles, (c) Voltaje de salida, (d), Corriente de salida.

Al momento de hacer el impacto de carga, se observa que tanto el voltaje como la corriente de cada panel fotovoltaico (Fig. 6.14 a) y b)) se mantienen en los valores cercanos vistos en la Fig. 6.13, lo que significa que ante el impacto de carga estas variables casi no fueron afectadas, lo que significa que el algoritmo se ajusta de tal forma que, ante tal perturbación, no afecte al seguimiento del punto de máxima potencia. Otra forma de corroborar el funcionamiento del algoritmo es que si el algoritmo funciona, el voltaje del panel se aproxima a los valores cercanos al máximo indicado por el panel, tal como se ve en las Fig. 6.13 y Fig. 6.14. En la TABLA 6.7 se observa una medición registrada el 2 de Septiembre en donde los valores de voltaje de cada panel son 17 [V] y 18[V] respectivamente, lejanos al valor del punto de máxima potencia.

Respecto a la corriente y tensión de salida, vistos en la Fig. 6.14 c) y d), se observa un incremento del primero, mientras que la tensión disminuye y adquiere un comportamiento errático, debido a que la carga está desajustada del valor de diseño.

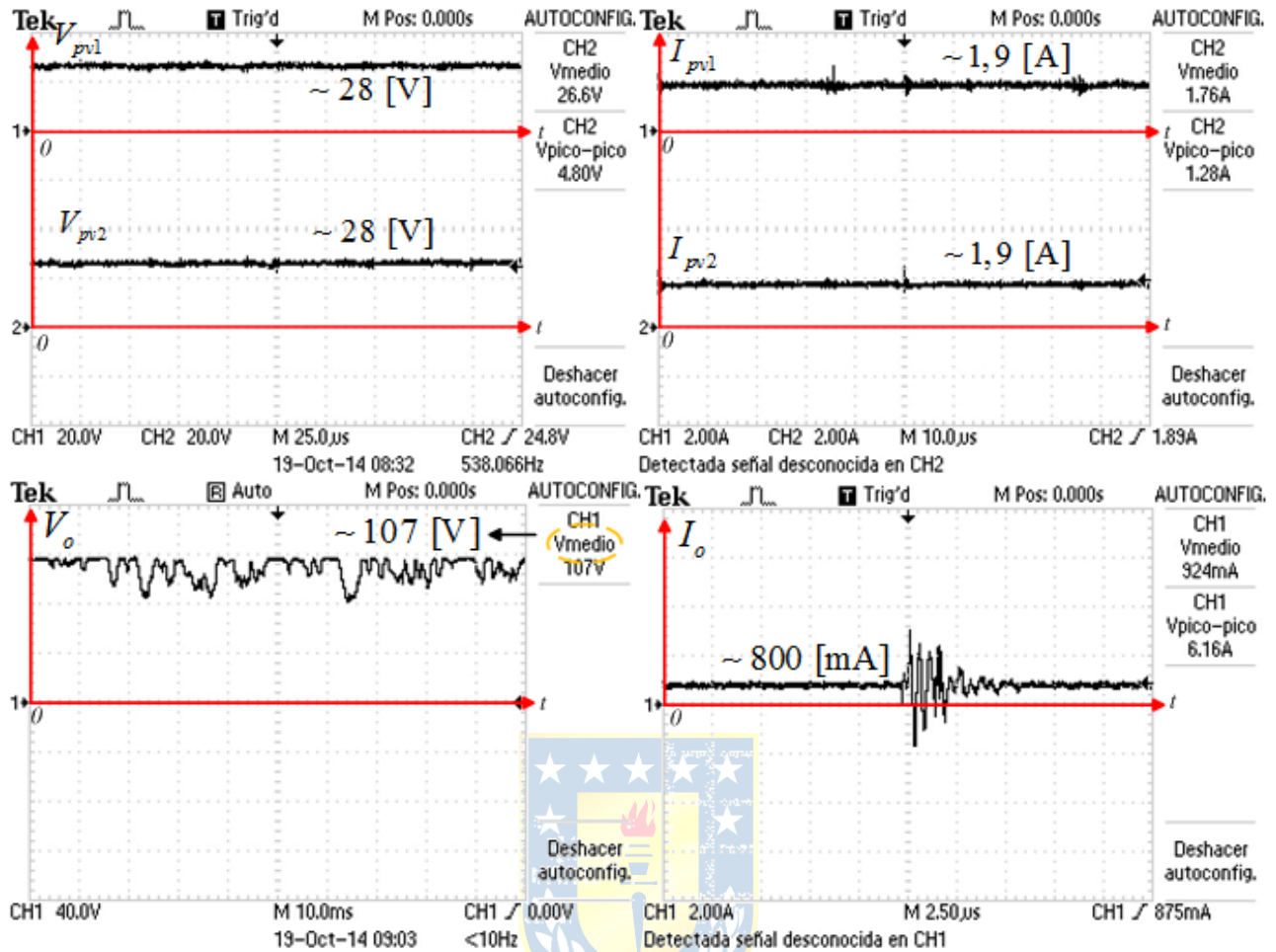


Fig. 6.14 Formas de onda Microconvertidores Flyback ante impacto de carga.

(a) Voltaje de los paneles, (b) Corriente de los paneles, (c) Voltaje de salida, (d), Corriente de salida.

TABLA 6.7 Registro de Variables convertidor 2 de septiembre.

Hora	V_{pv1} [V]	V_{pv2} [V]	V_o [V]	I_o [A]	P_o [W]	T [°C]	S [W/m ²]	Tiempo
11:10	17	18	115	0,52	59,8	13	320,54	Nublado

6.6. Discusión

En cada una de estas pruebas queda demostrado el correcto funcionamiento del prototipo. Cada uno de los Microconvertidores Flyback opera bajo las condiciones de diseño especificadas y se corroboran los resultados de simulación con los resultados experimentales. Sin embargo, hay que realizar algunas observaciones vistas durante el proceso de la implementación.

En primer lugar, durante el experimento se tuvo la necesidad de colocar un ventilador para la disipación del calor de los transistores, los cuales incluyeron disipadores, a medida que la

irradiación aumentaba. Por lo tanto, es una buena alternativa incorporar un sistema de disipación más efectivo o disipadores más robustos para evitar el sobrecalentamiento de los MOSFET. Por otra parte, las pérdidas asociadas no fueron registradas.

Otra observación es que las señales PWM sólo quedaban perfectamente alternadas para un ciclo de trabajo de 0.5 y cuando era un ciclo de trabajo distinto, uno de los pulsos se generaba en el momento en que el otro caía, no quedando perfectamente desplazados uno con respecto al otro. Esto se debe a que el microcontrolador no tiene la capacidad de generar señales PWM que se encuentren desplazadas a un determinado periodo, pero se puede ajustar de tal forma que uno de los pulsos actúe de forma complementada (es decir, que durante el periodo que dura el ciclo de trabajo, éste tenga valor cero) y el otro operarlo de forma normal, logrando así un efecto similar de desplazamiento. Esto tiene como efecto que la reducción del rizado de corriente no se

La implementación del algoritmo MPPT funcionó de manera correcta, sin embargo, cabe notar que para este caso no sea el sistema de control más óptimo para este tipo de topología. Se podría intentar un algoritmo distinto al Perturbar y Observar, o bien, implementar una modificación del mismo, pero que considere además situaciones que ocurran entre los convertidores, haciéndolo más interactivo.



Capítulo 7. Conclusiones

7.1. Sumario

Se ha planteado el problema existente con los sistemas fotovoltaicos centralizados y se propone la utilización de Microconvertidores tipo Flyback, señalando sus ventajas con respecto a éstos.

Se ha realizado un estudio del convertidor Flyback desde su funcionamiento básico, tanto en modo de corriente continua como en modo de corriente discontinua y contrastando cada uno de los modos. También se realizó un estudio del circuito de disparo y del circuito de protección a implementar en este circuito, el cual es un Circuito Snubber Pasivo sin Pérdidas.

Se estudiaron los algoritmos del seguimiento del punto de máxima potencia más populares y sencillos de implementar, contrastándolos y escogiendo el más conveniente.

En la etapa de ingeniería de diseño se detalló en la parte hardware el diseño del circuito de potencia y la elección de componentes, así como un diagrama esquemático y pistas de circuito impreso. En la parte software se especifica el programa para la creación del código C del algoritmo, el diagrama del algoritmo MPPT a implementar y los pasos de la programación del algoritmo en el microcontrolador.

Finalmente, en la etapa de pruebas de laboratorio se especifica el set-up, las pruebas realizadas, los resultados y la discusión de estos resultados y observaciones vistas durante el experimento.

7.2. Conclusiones

Se corrobora en este trabajo de memoria de título la teoría de cada uno de los tópicos vistos, en particular la operación del convertidor Flyback en modo discontinuo de corriente, la topología multinivel de estos convertidores conectados en paralelo, la disminución considerable del efecto de sobretensión en el transistor mediante un circuito snubber pasivo sin pérdidas y el funcionamiento del algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia Perturbar y Observar.

El análisis y diseño del convertidor Flyback, y posteriormente su topología multinivel, se logra verificar mediante simulación, en donde se observa que ante los parámetros impuestos logra un resultado cercano a los calculados, con un voltaje de salida cercano a los 330[V] y una potencia cercana a los 360[W], potencia cercana a los 400[W] de diseño. Esta diferencia de voltaje es debido a las pruebas realizadas en el simulador con los datos de los módulos fotovoltaicos utilizados en este

trabajo, y considerando estas pruebas bajo condiciones estándar. Además, se verifica la disminución del rizado de corriente de salida de $0,1[\text{A}]$ a $0,02[\text{A}]$, al ser operados con las señales PWM desplazadas, logrando también una disminución del rizado de potencia de $50[\text{W}]$ a $20[\text{W}]$.

Se corrobora el diseño del circuito snubber pasivo sin pérdidas mediante la simulación de un convertidor Flyback sin circuito snubber y otro con este circuito, logrando una disminución del voltaje máximo del transistor $350[\text{V}]$ a $140[\text{V}]$ aproximadamente, lo cual es un resultado muy bueno desde el punto de vista de protección del transistor, atenuando de gran forma los efectos de estrés en éste.

El algoritmo MPPT implementado en este trabajo funciona de manera correcta, logrando un seguimiento adecuado de las variables de los módulos fotovoltaicos, tanto en una operación normal como ante cambios de irradiación y temperatura. Sin embargo, se observa en las simulaciones un problema en el desplazamiento de las señales PWM al ocurrir una perturbación de este tipo, lo que da a pie de estudio para una solución a este problema.

Se corroboran el diseño y resultados de simulación mediante la implementación de un prototipo experimental. Se construyen el circuito de potencia, circuitos de adquisición de señales de voltaje y corriente y se programa el algoritmo MPPT en el microcontrolador PIC18F4550. A pesar de que las condiciones climáticas existentes durante el periodo de pruebas no fueran las óptimas, sí son de utilidad para concluir el correcto funcionamiento del prototipo, corroborándose las formas de onda descritas por la teoría y simulación, una tensión de salida cercana a la razón teórica y el funcionamiento del algoritmo. No obstante, existen observaciones tales como el aumento considerable de la temperatura de los transistores al aumentar la irradiación y los peaks de corriente en el lado secundario de los convertidores.

7.3. Trabajo Futuro

Se proponen como temas de trabajo futuro los siguientes:

- Implementación y control de una etapa inversora que vaya acoplada a la topología abordada en esta memoria de título y conectada a la red eléctrica.
- Diseño e implementación de Microinversores tipo Flyback de una etapa y probar su conectividad en paralelo para una potencia de $400[\text{W}]$.
- Propuesta de un algoritmo de seguimiento de máxima potencia que permita la interacción entre los módulos Flyback.

- Sincronización y control de los desplazamientos de los ciclos de trabajo a medida que se van agregando n convertidores Flyback conectados en paralelo.



Bibliografía

- [1] Daniel Hart. “Capítulo 7: Fuentes de Alimentación de Corriente Continua,” *Electrónica de Potencia*, pp. 259-268, Prentice Hall, primera edición en español, 2001.
- [2] Abraham I. Pressman. “Chapter 4: Flyback Converter Topologies,” *Switching Power Supply Design*, pp. 105-141, McGraw-Hill, 1998.
- [3] Fairchild Semiconductor, “Renewable Energy Solutions, Energy Efficient Components for PV Solar Systems”, 2012.
- [4] Jeremiah Heilman, Ph.D, “The Solar Microinverter”, *IEEE Energy Tech 2012*, May 30, 2012.
- [5] Solar Edge, “8 Ways Power Optimizer are Better by Design”.
- [6] Aussie Made Solar, “Micro Inverters versus Traditional String Inverter Systems”, <http://www.aussiemadesolar.com/micro-inverters-explained/>.
- [7] Anastasios Ch. Kyritsis, Nikolaos P. Papanikolaou, Emmanuel C. Tatakis, and John C. Kobougias. “Design and Control of a current source flyback inverter for decentralized grid-connected photovoltaic systems,” P.1-P.10, *EPE-Dresden 2005*.
- [8] Haibing Hu, Souhib Harb, Nasser H. Kutkut, Z. John Shen, and Issa Batarseh. “A Single-Stage Microinverter Without Using Electrolytic Capacitor,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no 6, pp. 2677-2687, Jun. 2013.
- [9] Sinan Zengin, Firat Deveci, and Mutlu Boztepe. “Decoupling Capacitor Selection in DCM Flyback PV Microinverters Considering Harmonic Distortion,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no 2, pp. 816-825, Feb. 2013.
- [10] Haibing Hu, Souhib Harb, Xiang Fang, Dehua Zhang, Qian Zhang, John Shen, and Issa Batarseh. “A Three-Port Flyback for PV Microinverter Applications With Power Pulsation Decoupling Capability,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no 9, pp. 3953-3964, Sep. 2012.
- [11] Luciano Andres Garcia Rodriguez, Juan Carlos Balda, “A Comparison of Isolated DC-DC Converters for Microinverters Applications”, *IEEE*, 2013.
- [12] Steve Chyo, and Vithi Singh. “Flyback transformer tutorial: function and design,” *EE Times-India*, eetindia.com, pp. 1-2, Apr. 2006.

- [13] Xiangjun Zhang, Hankui Liu, and Dianguo Xu. "Analysis and Design of the Flyback Transformer," *IEEE*, pp. 715-719.
- [14] Daniel Hart. "Capítulo 10: Circuitos de Excitación y de Protección," *Electrónica de Potencia*, pp. 409-433, Prentice Hall, primera edición en español, 2001.
- [15] Sam Ben-Yaakov and Gregory Ivensky. "Passive Lossless Snubbers for High Frequency PWM Converters," Power Electronics Laboratory, Department of Electrical and Computer Engineering, Ben-Gurion University of the Negev, March 1999.
- [16] In-Hwan Oh. "Lossless Snubber Circuit in Flyback Converter and Its Utilization for a Low Operating Voltage," Fairchild Semiconductor.
- [17] A. Harish, M.V.D. Brasad. "Microcontroller Based Photovoltaic MPPT Charge Controller," *International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT)*, Volume 4, Issue 4, pp. 1018-1021, April 2013.
- [18] Jacob James Nedumgatt, Jayakrishnan K.B., Umanshankar S., Vijayakumar D., Kothari D P. "Perturb and Observe MPPT Algorithm for Solar PV Systems-Modeling and Simulation," pp. 1-16.
- [19] Florent Boico, Lehman Brad. "Single Sensor MPPT Algorithm for Multiple Solar Panels Configurations," Northeastern University, IEEE, pp. 1678-1682.
- [20] Roberto F. Coehlo, Filipe Concer, Denizar C. Martins. "A Study of the Basic DC-DC Converters Applied in Maximum Power Point Tracking," Power Electronics Institute INEP, Federal University of Santa Catarina, © 2009 IEEE, pp. 673-678.
- [21] Ju-Hui Mun, Jae-Sub Ko, Jung-Sik Choi, Sung-Jun Kang, Mi-Geum Jang, Jin-Gook Lee, and Dong-Hwa Chung. "Multi-Level PO MPPT Control PV System Considering Shadow Influence," 2011 11th *International Conference of Control, Automation and Systems*, pp. 428-433, Oct. 26-29, 2011 in KINTEX, Gyeonggi-do, Korea.
- [22] Ignacio Galvarino Toledo Román, "Inversor Monofásico Tipo Fuente de Corriente con Filtro Activo Incrustado para Generación Distribuida", Memoria de Título, Ingeniero Civil Electrónico, Mayo 2012, Departamento de Ingeniería Electrónica, Facultad de Ingeniería, Universidad de Concepción.

- [23] Elena Villanueva, Pablo Correa, José Rodríguez, and Mario Pacas. “Control of a Single-Phase Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter for Grid-Connected Photovoltaic Systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no 11, pp. 4399-4406, Nov. 2009.



Anexo A. Módulo Fotovoltaico

A.1. Introducción

Un módulo fotovoltaico es un arreglo empaquetado de celdas fotovoltaicas que genera energía eléctrica a partir de ciertas condiciones de irradiación y temperatura. Cada una de las celdas del panel tiene un voltaje y una corriente máximos, los cuales se arreglan en serie y en paralelo para obtener un nivel de voltaje y corriente deseados.

En el mercado actual existe una diversa gama de módulos fotovoltaicos, con distintos niveles de voltaje, corriente y potencia.

A.2. Modelo Eléctrico Celda Solar

En la Fig. A.1 se observa el circuito equivalente de una celda fotovoltaica. Matemáticamente, las ecuaciones que rigen este circuito equivalente son los siguientes:

$$i_{pv} = i_L - i_{Dpv} - i_{sh} \quad (\text{A.1})$$

$$i_L = I_{sc} \cdot \frac{S}{S_{ref}} + C_t \cdot (T - T_{ref}) \quad (\text{A.2})$$

$$i_{Dpv} = i_s \cdot \left(e^{\frac{qV_{Dpv}}{AkT}} - 1 \right) \quad (\text{A.3})$$

$$i_s = I_{s,ref} \cdot \left(\frac{T}{T_{ref}} \right)^3 \cdot e^{\frac{qE_g}{Ak} \left(\frac{1}{T_{ref}} - \frac{1}{T} \right)} \quad (\text{A.4})$$

$$V_{Dpv} = \frac{V_{pv}}{N_{celdas}} + i_{pv} \cdot R_s \quad (\text{A.5})$$

$$i_{sh} = \frac{V_{Dpv}}{R_{sh}} \quad (\text{A.6})$$

$$T = T_a + K_s \cdot S \quad (\text{A.7})$$

donde

i_{pv} : Corriente en el terminal,

V_{pv} : Voltaje en el terminal,

i_L : Corriente en el fotón,

i_{Dpv} : Corriente directa del diodo,



- i_{sh} : Corriente shunt,
 I_{sc} : Corriente de corto circuito,
 i_s : Corriente de saturación inversa del diodo,
 $I_{s,ref}$: Corriente de saturación inversa del diodo de referencia ($1,19 \cdot 10^{-6}$ [A]),
 v_{Dpv} : Voltaje de umbral del diodo,
 S : Irradiación,
 S_{ref} : Irradiación de referencia (1000 [W/m²]),
 C_t : Coeficiente de temperatura,
 T : Temperatura,
 T_{ref} : Temperatura de referencia (25 [°C]),
 T_a : Temperatura ambiental,
 K_s : Coeficiente que define cómo la irradiación afecta la temperatura de la celda,
 q : Carga eléctrica,
 A : Factor de idealidad del diodo,
 k : Constante del Boltzmann,
 E_g : Banda de energía de la celda solar,
 N_{celdas} : Número de celdas,
 R_s : Resistencia en serie, y
 R_{sh} : Resistencia shunt.

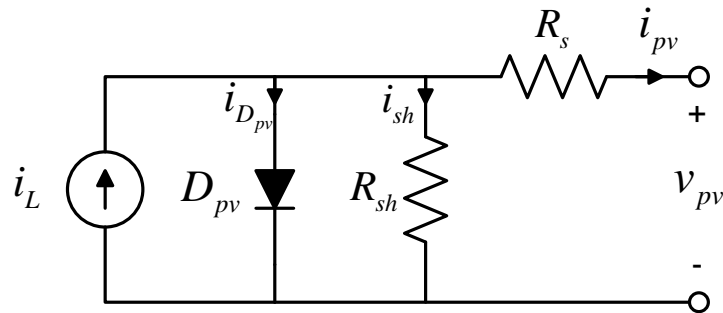


Fig. A.1 Circuito Equivalente de una celda solar.

A.3. Curvas Características V-I, V-P

A partir de las ecuaciones descritas en el punto A.2 se puede observar cómo la curva de corriente con respecto al voltaje se comporta como una fuente de corriente a medida que el voltaje aumenta hasta llegar a su tensión de umbral. Luego, la corriente decae a medida que el voltaje sigue aumentando, producto del incremento exponencial de la corriente del diodo. Un comportamiento similar se observa con la curva de potencia con respecto al voltaje, sólo que a medida que aumenta la tensión, la potencia aumenta hasta llegar su punto máximo (Punto de Máxima Potencia) y luego comienza a decaer.

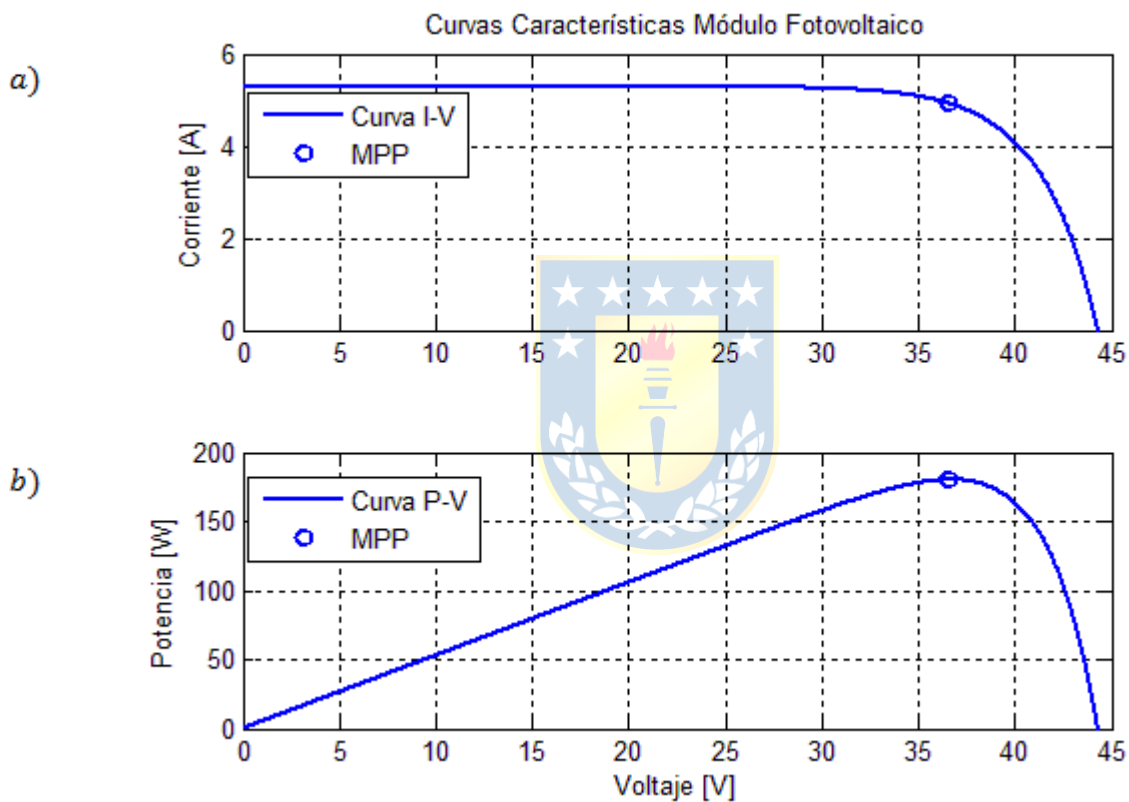


Fig. A.2 Curvas Características de un módulo fotovoltaico.

(a) Curva I-V, (b) Curva P-V.

A.3.1. Efecto del Cambio de Irradiación en la curva V-I

La corriente producida debido a la incidencia de fotones en la juntura del semiconductor es el principio físico del efecto fotovoltaico de las celdas, por lo tanto es de esperar que la corriente de corto circuito aumente de forma proporcional a la radiación. Es decir, a medida que el panel sea expuesto a una radiación solar mayor, la curva de corriente versus voltaje se expande aumentando los valores de corriente.

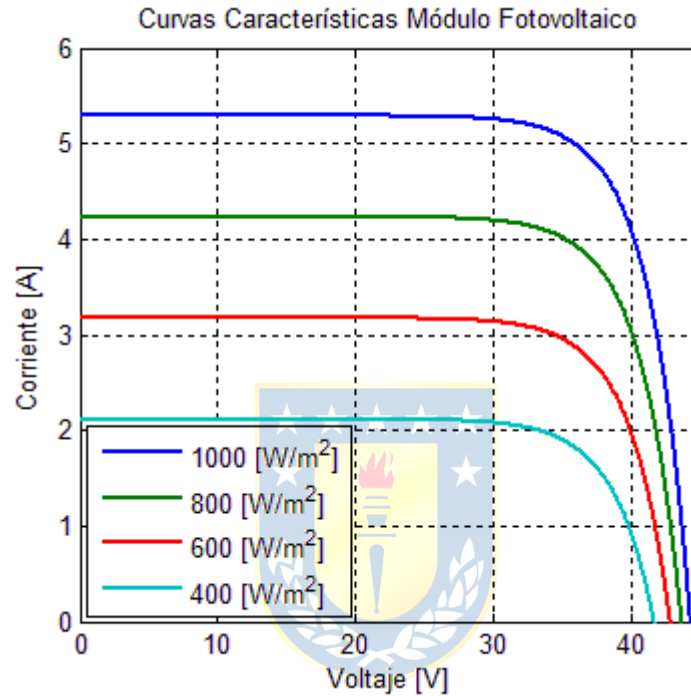


Fig. A.3 Curva V-I del Módulo Fotovoltaico para distintos valores de radiación.

A.3.2. Efecto del Cambio de Temperatura en la curva V-I

El voltaje de circuito abierto del panel depende de la temperatura de forma inversa. Lo anterior más el aumento del voltaje térmico hacen que la corriente de saturación inversa del diodo aumente y por lo tanto disminuya la corriente de la celda a medida que aumente la temperatura para un mismo voltaje.

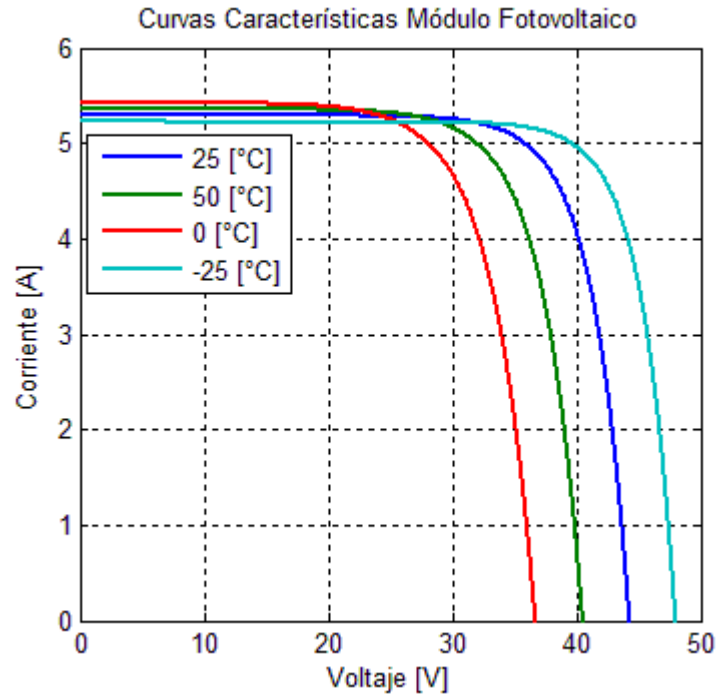


Fig. A.4 Curva V-I del Módulo Fotovoltaico para distintos valores de temperatura.



Anexo B. Análisis Matemático del Convertidor Flyback en DCM

B.1. Funcionamiento del Convertidor Flyback en DCM

Se observa que durante el intervalo $0 < t < D_1 T_s$ (switch cerrado) y el intervalo $D_1 T_s < t < (D_1 + D_2) T_s$ (switch abierto) el comportamiento del convertidor Flyback es similar a su modo de operación continua.

Se tiene en este caso:

- Para $0 < t < D_1 T_s$:

$$v_{pri}(t) = V_s$$

$$(\Delta i_{Lm})_{cerrado} = \frac{V_s D_1 T_s}{L_m}$$

$$v_{sec}(t) = V_s \cdot \frac{N_s}{N_p}$$

$$v_D(t) = -V_s \cdot \frac{N_s}{N_p} - V_o$$

$$i_C(t) = -\frac{V_o}{R}$$

- Para $D_1 T_s < t < (D_1 + D_2) T_s$:

$$v_{sec}(t) = -V_o$$

$$v_{pri}(t) = v_{sec}(t) \cdot \frac{N_p}{N_s} = -V_o \cdot \frac{N_p}{N_s}$$

$$(\Delta i_{Lm})_{abierto} = -\frac{V_o D_2 T_s}{L_m} \cdot \frac{N_p}{N_s}$$

$$i_D(t) = i_{Lm}(t) \cdot \frac{N_p}{N_s}$$

$$i_C(t) = i_D(t) - I_o$$



(B.1)

(B.2)

Para el análisis del tercer estado del convertidor Flyback, que ocurre en el intervalo $D_3 T_s < t < T_s$, es necesario poner atención al voltaje del lado primario del transformador y a la corriente del capacitor. A partir de la Fig. 3.4 se observa que durante este intervalo de tiempo, la corriente de magnetización es nula y constante, y lo mismo ocurre con la corriente del diodo. Por lo tanto, para este intervalo

$$v_{pri}(t) = 0 \Rightarrow v_{sec}(t) = 0$$

(B.3)

Por otra parte, en este periodo la corriente del capacitor se aproxima a la corriente de salida promedio, debido a que el diodo se polariza de forma inversa. Es decir,

$$i_C(t) = -I_o \quad (\text{B.4})$$

Es importante, a su vez, considerar que el valor promedio del voltaje del lado primario del transformador sea igual a cero, factor que también se cumple en el modo de operación continua. Entonces,

$$V_{pri} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_{pri}(t) dt = 0 \quad (\text{B.5})$$

$$V_{pri} = V_s D_1 - V_o \cdot \frac{N_p}{N_s} \cdot D_2 + 0 \cdot D_3 = 0$$

Luego,

$$V_o = \frac{V_s D_1}{D_2} \cdot \frac{N_s}{N_p} \quad (\text{B.6})$$

Al observar nuevamente la Fig. 3.4 se puede notar que el ciclo de trabajo D_1 del modo de operación discontinua es igual al ciclo de trabajo D del convertidor, mientras que D_2 es un valor totalmente desconocido, por lo que se requiere de una segunda ecuación para determinarlo. Esta ecuación se obtiene a partir del balance de carga del condensador. Se tiene, a partir de la corriente del diodo

$$i_D(t) = i_C(t) + I_o \quad (\text{B.7})$$

Al igual que en el caso del voltaje medio del lado primario del transformador, la corriente media del condensador debe ser igual a cero, es decir

$$I_C = 0 \quad (\text{B.8})$$

Por lo tanto, la corriente promedio del diodo debe ser igual a la corriente de carga. Luego,

$$I_D = \frac{V_o}{R} \quad (\text{B.9})$$

Observando la Fig. 3.4 (a), se nota que el peak de la corriente de magnetización es igual a la variación de esta corriente cuando el switch está cerrado

$$I_{Lm,max} = (\Delta i_{Lm})_{cerrado} = \frac{V_s D_1 T_s}{L_m} \quad (\text{B.10})$$

Por otra parte, el diodo conduce durante el segundo intervalo, cuya forma de onda es similar al de la corriente de magnetización, con la única diferencia que esta corriente está sometida a la razón de vueltas entre el primario y secundario. Entonces, se tiene que la corriente promedio del diodo es

$$I_D = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_D(t) dt \quad (\text{B.11})$$

Esta integral se resuelve como el área bajo la curva de la corriente del diodo, cuyo peak es, como se mencionó anteriormente, igual al de la corriente de magnetización por la razón de vueltas. Entonces,

$$I_D = \frac{1}{T_s} \cdot \frac{1}{2} \cdot I_{Lm,max} \cdot \frac{N_p}{N_s} \cdot D_2 \cdot T_s \quad (\text{B.12})$$

$$I_D = \frac{V_s D_1 D_2 T_s}{2L_m} \cdot \frac{N_p}{N_s}$$

y reemplazando en (B.9), se tiene que

$$\frac{V_s D_1 D_2 T_s}{2L_m} \cdot \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_o}{R} \quad (\text{B.13})$$

$$D_2 = \frac{2L_m V_o}{R D_1 T_s V_s} \cdot \frac{N_s}{N_p}$$

Por otra parte, de (B.6),

$$D_2 = \frac{V_s D_1}{V_o} \cdot \frac{N_s}{N_p} \quad (\text{B.14})$$

e igualando (B.13) con (B.14) se tiene:

$$\frac{2L_m V_o}{R D_1 T_s V_s} \cdot \frac{N_s}{N_p} = \frac{V_s D_1}{V_o} \cdot \frac{N_s}{N_p} \quad (\text{B.15})$$

$$\frac{V_o}{V_s} = D_1 \sqrt{\frac{R T_s}{2L_m}}$$

Esta ecuación corresponde al radio de conversión de voltaje dc, la cual en DCM está en función de D y K . En cuenta lo anterior, se tiene finalmente que

$$M(D, K) = \frac{D}{\sqrt{K}} \cdot \frac{N_s}{N_p}, K = \frac{2L_m}{R T_s} \cdot \left(\frac{N_s}{N_p} \right)^2 \quad (\text{B.16})$$

Ahora, para el rizado de voltaje se siguen los mismos pasos del caso CCM a partir de la variación de carga en el condensador. No obstante, hay que tener en consideración, tal como se observa en la forma de onda de esta corriente en la Fig. 3.7, que ésta cruza por cero antes del fin del intervalo de tiempo $D_2 T_s$. Este intervalo, denominado $D_2' T_s$, requiere ser encontrado para así poder determinar el área bajo la curva de la corriente de magnetización y así determinar el rizado de voltaje.

Si se observa bien, la corriente del condensador sigue la misma forma de onda de la corriente del diodo, con la diferencia en que la primera está desplazada en $-I_o$, y durante el segundo intervalo, cuando la corriente del condensador es igual a cero, en el caso de la corriente del diodo su valor es igual a su valor medio, el cual coincide con el valor de la corriente de carga. A partir de esta observación, se puede inferir, que

$$i_D(D_2 T_s) = I_D$$

$$\frac{V_s D_2 T_s \cdot \frac{N_p}{N_s}}{L_m} = \frac{V_s D_1 D_2 T_s \cdot \frac{N_p}{N_s}}{2L_m} \quad (\text{B.17})$$

y reemplazando D_2 a partir de la ecuación (B.14) y despejando, finalmente se obtiene que

$$D_2' = \frac{V_s D_1^2 \cdot \frac{N_s}{N_p}}{2V_o} \quad (\text{B.18})$$

Luego, con este valor se puede determinar el área bajo la curva de la corriente del condensador. Se tiene que

$$|\Delta Q| = \Delta V_{o,p-p} C$$

$$\frac{1}{2} \left(I_{Lm,max} \cdot \frac{N_p}{N_s} - \frac{V_o}{R} \right) \cdot D_2' T_s = \Delta V_{o,p-p} C \quad (\text{B.19})$$

y con (B.10) y (B.18) en (B.19), se tiene

$$\frac{1}{2} \left(\frac{V_s D_1 T_s \cdot \frac{N_p}{N_s}}{L_m} - \frac{V_o}{R} \right) \cdot \frac{V_s D_1^2 \cdot \frac{N_s}{N_p}}{2V_o} \cdot T_s = \Delta V_{o,p-p} C \quad (\text{B.20})$$

Finalmente, despejando se determina que

$$\Delta V_{o,p-p} = \frac{1}{C} \cdot \frac{V_s D_1^2 T_s}{4V_o} \left(\frac{V_s D_1 T_s \cdot \frac{N_p}{N_s}}{L_m} - \frac{V_o}{R} \right) \cdot \frac{N_s}{N_p} \quad (\text{B.21})$$

Por otra parte, a partir de este análisis, lo descrito en el punto 3.2.2.1 y el circuito diseñado en 3.4, se analiza el radio de conversión y el K crítico, donde se aprecia que en modo discontinuo este radio de conversión crece linealmente, mientras que el punto de frontera se encuentra para $D = 0.52$, lo que indica que con un ciclo de trabajo de 0 a 0.52, el convertidor operará en modo discontinuo.

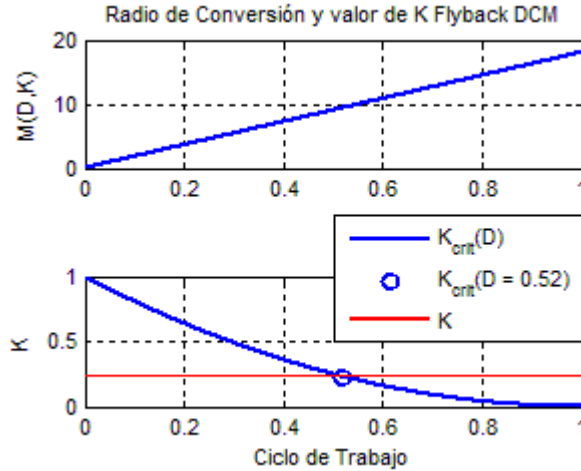


Fig. B.1 Radio de Conversión y valores de K para el convertidor Flyback en DCM.

B.2. Análisis en Pequeña Señal del Convertidor Flyback en DCM

B.2.1. Análisis Previo

Antes de realizar el estudio de esta etapa del convertidor, es necesario realizar un modelo equivalente del circuito Flyback para poder hacer este análisis con mayor facilidad. Como el convertidor Flyback es equivalente al convertidor Buck-Boost, se realiza la transformación referenciando el lado primario con respecto al secundario. Entonces, se tiene:

$$\frac{v_s(t)}{v_o(t)} = \frac{N_p}{N_s} \Rightarrow v_o(t) = v_s(t) \cdot \frac{N_s}{N_p} \quad (\text{B.22})$$

$$\text{sea } N'_p = N_s \Rightarrow \frac{v'_s(t)}{v_o(t)} = \frac{N'_p}{N_s} = 1 \Rightarrow v'_s(t) = v_o(t) = v_s(t) \cdot \frac{N_s}{N_p}$$

$$\frac{i_s(t)}{i_D(t)} = \frac{N_s}{N_p} \Rightarrow i_D(t) = i_s(t) \cdot \frac{N_p}{N_s} \quad (\text{B.23})$$

$$\text{sea } N'_p = N_s \Rightarrow \frac{i'_s(t)}{i_D(t)} = \frac{N_s}{N'_p} = 1 \Rightarrow i'_s(t) = i_D(t) = i_s(t) \cdot \frac{N_p}{N_s}$$

$$X_{Lm} i'^2_{Lm}(t) = X'_{Lm} i'^2_{Lm}(t), \quad i'_{Lm}(t) = i_{Lm}(t) \cdot \frac{N_p}{N_s}$$

$$X_{Lm} i'^2_{Lm}(t) = X'_{Lm} i'^2_{Lm}(t) \cdot \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 \Rightarrow X'_{Lm} = X_{Lm} \cdot \left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2 \quad (\text{B.24})$$

$$\Rightarrow L'_m = L_m \cdot \left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2$$

donde (B.22) corresponde a la tensión de alimentación con respecto al lado secundario, (B.23) la corriente de entrada con respecto al lado secundario, y (B.24) la corriente de magnetización y la inductancia de magnetización con respecto al lado secundario.

Luego, el circuito Flyback, en su equivalente Buck-Boost, queda de la siguiente forma:

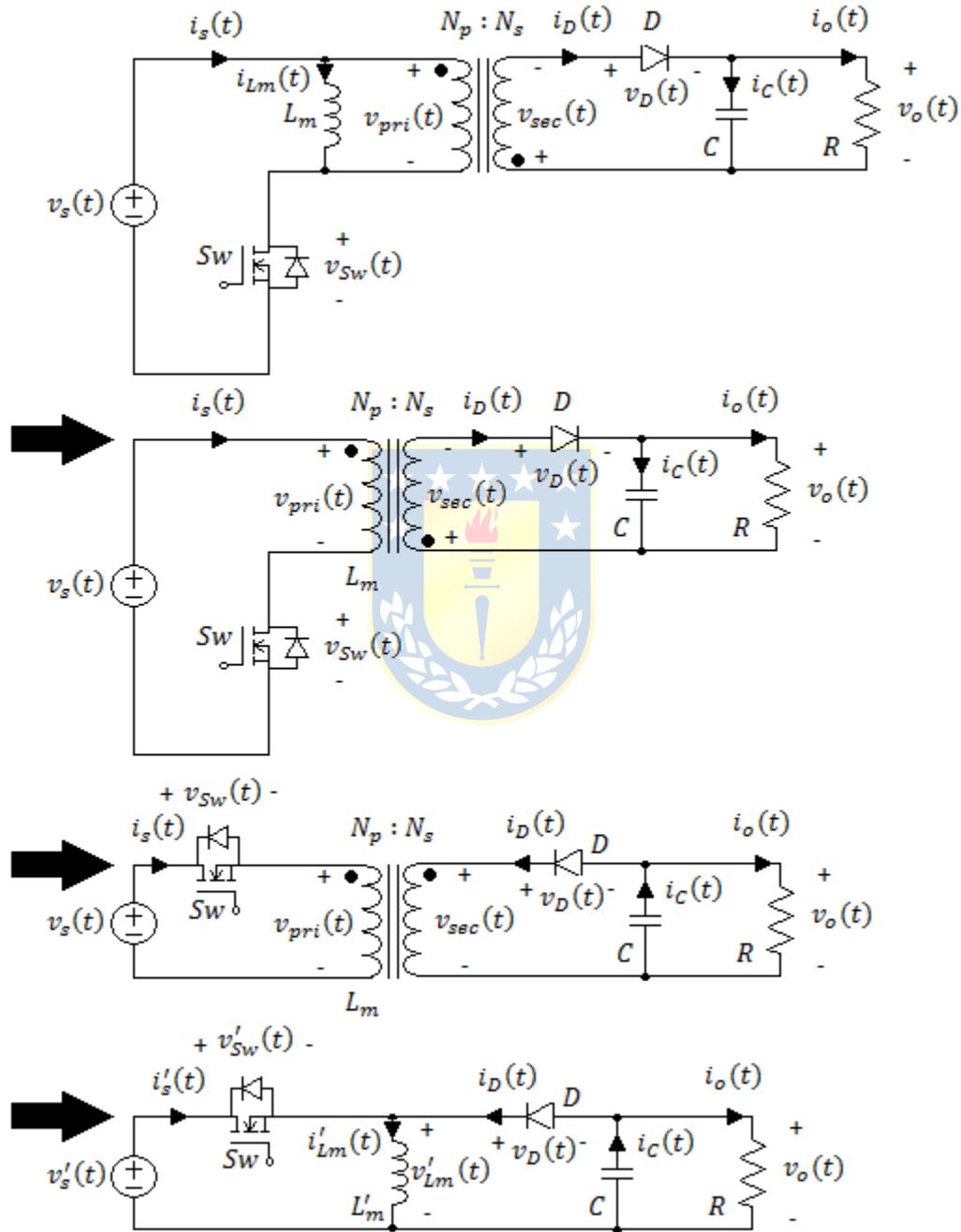


Fig. B.2 Transformación de Convertidor Flyback a circuito equivalente Buck-Boost.

Para poder realizar el modelo en pequeña señal de este circuito, lo que se debe hacer es determinar el modelo promedio, ya que será la base para poder realizar el otro modelo.

B.2.2. Modelo Promedio

El modelo promedio se determina a partir del modelo switch-diodo, que se observa en la siguiente figura:

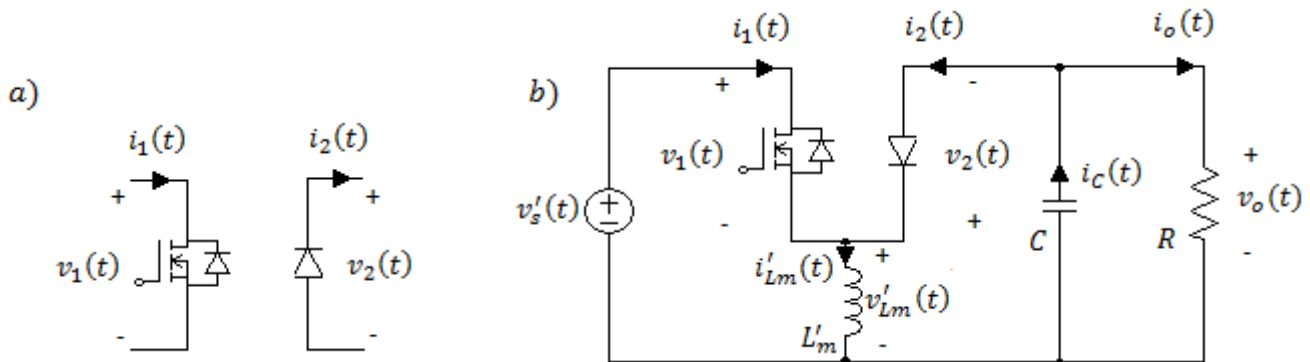


Fig. B.3 Modelo Switch-Diodo.

(a) Terminales equivalentes, (b) Convertidor Flyback en su equivalente Buck-Boost incluyendo el Modelo Switch-Diodo.

Al observar detalladamente este circuito, se puede notar las siguientes equivalencias:

$$\begin{aligned}
 v_1(t) &= v'_{sw}(t) \\
 v_2(t) &= -v_D(t) \\
 i_1(t) &= i'_s(t) \\
 i_2(t) &= i_D(t)
 \end{aligned}
 \tag{B.25}$$

El modelo promedio puede ser derivado a partir de las formas de onda de la Fig. B.4. Primero se analizará la corriente y voltaje del inductor, para más adelante continuar con los valores promedio de las variables del modelo switch-diodo.

En primera instancia, al observar la corriente del inductor durante el primer intervalo se nota que ésta parte desde cero y crece en v'_s/L'_m , y luego, al final del primer intervalo

$$I'_{Lm,max} = \frac{v'_s}{L'_m} d_1 T_s
 \tag{B.26}$$

Luego, durante el segundo intervalo la corriente va disminuyendo en v_o/L'_m hasta llegar a cero, y durante el tercer intervalo se mantiene en cero hasta terminar el ciclo.

Ahora, al observar el voltaje del inductor, es importante que el promedio de éste sea cero durante el ciclo de conmutación, por lo tanto

$$V'_{Lm,avg} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v'_{Lm}(t) dt = 0 \quad (\text{B.27})$$

$$V'_{Lm,avg} = V'_{s,avg} \cdot d_1 + V_{o,avg} \cdot d_2 + 0 \cdot d_3 = 0$$

y despejando se tiene:

$$d_2(t) = -d_1(t) \frac{V'_{s,avg}}{V_{o,avg}} \quad (\text{B.28})$$

También se puede despejar d_3 en función de d_1 y d_2 a partir del periodo de conmutación:

$$\begin{aligned} T_s &= d_1(t)T_s + d_2(t)T_s + d_3(t)T_s \\ d_3(t) &= 1 - d_1(t) - d_2(t) \end{aligned} \quad (\text{B.29})$$

A continuación se procede a determinar los valores promedios de $v_1(t)$, $v_2(t)$, $i_1(t)$ e $i_2(t)$. En el caso de v_1 , se tiene que

$$V_{1,avg} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_1(t) dt \quad (\text{B.30})$$

$$V_{1,avg} = d_1 \cdot 0 + d_2 \cdot (V'_{s,avg} - V_{o,avg}) + d_3 \cdot V'_{s,avg}$$

y reemplazando (B.28) y (B.29), realizando el despeje matemático se llega a

$$V_{1,avg} = V'_{s,avg} \quad (\text{B.31})$$



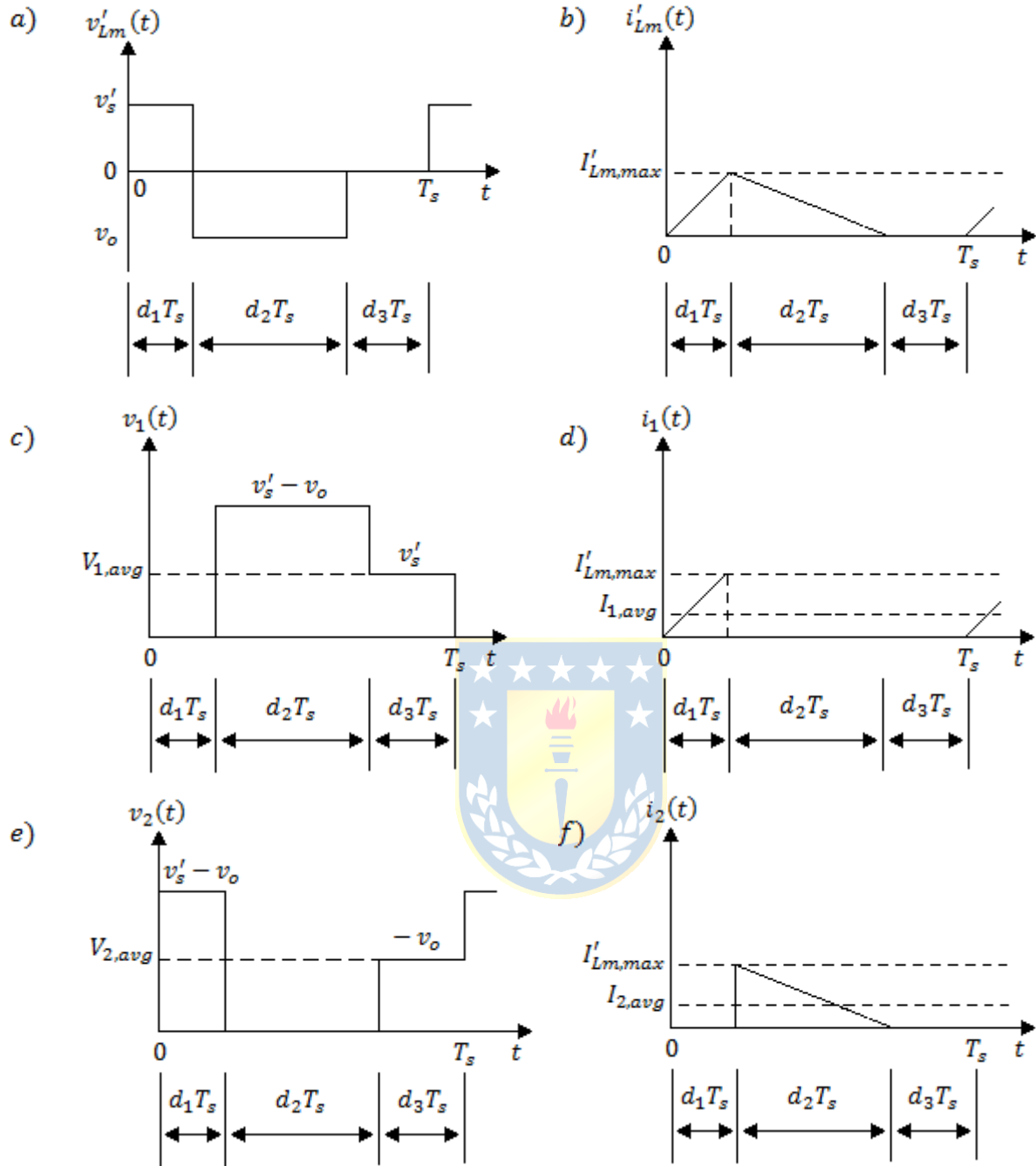


Fig. B.4 Formas de onda Circuito equivalente Buck-Boost considerando el Modelo Switch-Diodo.

- (a) Voltaje del inductor, (b) Corriente del inductor, (c) Voltaje puerto del switch, (d) Corriente puerto del switch,
- (e) Voltaje puerto del diodo, (f) Corriente puerto del diodo.

Por su parte, para v_2 :

$$V_{2,avg} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_2(t) dt$$

$$V_{2,avg} = d_1 \cdot (V'_{s,avg} - V_{o,avg}) + d_2 \cdot 0 + d_3 \cdot V_{o,avg} \quad (\text{B.32})$$

$$V_{2,avg} = -V_{o,avg}$$

Para i_1 :

$$I_{1,avg} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_1(t) dt$$

$$I_{1,avg} = \frac{1}{T_s} \cdot \frac{1}{2} d_1 T_s I'_{Lm,max} \quad (\text{B.33})$$

y reemplazando (B.26) y (B.31) en (B.33)

$$I_{1,avg} = \frac{V_{1,avg} d_1^2(t) T_s}{2L'_m} \quad (\text{B.34})$$

Para i_2 :

$$I_{2,avg} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_2(t) dt$$

$$I_{2,avg} = \frac{1}{T_s} \cdot \frac{1}{2} d_2 T_s I'_{Lm,max} \quad (\text{B.35})$$



y reemplazando (B.26) y (B.31) en (B.35)

$$I_{2,avg} = \frac{V_{1,avg}^2 d_1^2(t) T_s}{2L'_m V_{2,avg}} \quad (\text{B.36})$$

Ahora se construye un circuito equivalente correspondiente a las ecuaciones de corrientes promedio. El puerto de red de entrada del switch es modelado por $I_{1,avg}$. Esta expresión establece que esta corriente es proporcional al voltaje de entrada aplicado $V_{1,avg}$. En otras palabras, los componentes en baja frecuencia del puerto de entrada del switch obedecen a la Ley de Ohm:

$$I_{1,avg} = \frac{V_{1,avg}}{R_e(d_1)} \quad (\text{B.37})$$

donde

$$R_e(d_1) = \frac{2L'_m}{d_1^2 T_s} \quad (\text{B.38})$$

Por otra parte, el puerto de salida (diodo) es modelado por

$$I_{2,avg} V_{2,avg} = \frac{V_{1,avg}^2}{R_e(d_1)} = P_{avg} \quad (\text{B.39})$$

Notar que $V_{1,avg}^2/R_e(d_1)$ es la potencia promedio P_{avg} aparentemente consumida por la resistencia efectiva $R_e(d_1)$. La ecuación (B.39) establece que esta potencia fluye fuera del puerto de salida del switch. Entonces, la red del switch no consume potencia neta, es decir, su potencia de entrada y salida son iguales (Modelo de Resistencia Libre de Pérdidas).

Luego, el modelo promedio queda de la siguiente forma:

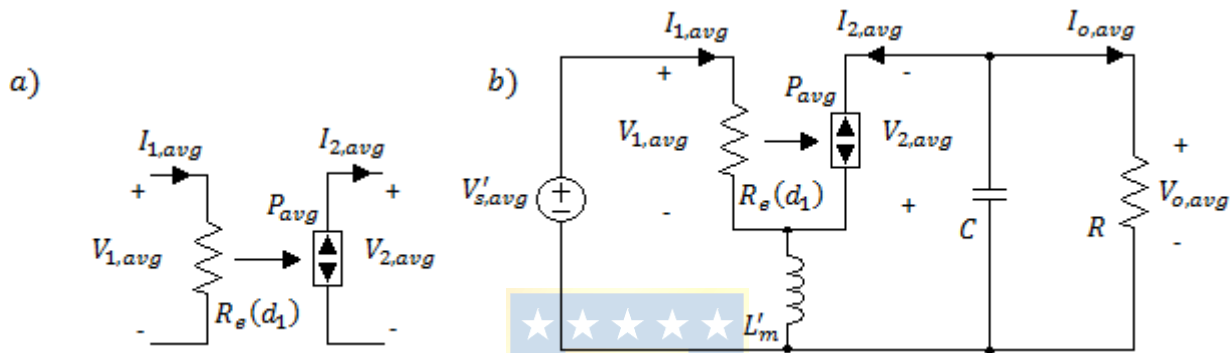


Fig. B.5 Modelo Promedio.

(a) Terminales equivalentes, (b) Convertidor Flyback en su equivalente Buck-Boost incluyendo el Modelo Promedio.

Por otra parte, si al inductor se transforma en un corto circuito y el capacitor en un circuito abierto, se puede obtener el modelo dc, en donde $d_1(t)=d(t)=D$. En este modelo dc se establece que la potencia que fluye por los terminales de entrada del circuito es igual a la potencia que fluye hacia la resistencia de carga, es decir

$$P = \frac{V_s'^2}{R_e(D)} = \frac{V_o^2}{R} \quad (\text{B.40})$$

donde

$$R_e(D) = \frac{2L'_m}{D^2 T_s} \quad (\text{B.41})$$

Por lo tanto, la solución del ratio de conversión de voltaje es

$$M' = \frac{V_o}{V_s'} = \pm \sqrt{\frac{R}{R_e(D)}} \quad (\text{B.42})$$

Debido a la polaridad del diodo, este radio de conversión debe ser negativo. Luego,

$$M' = -\sqrt{\frac{D^2 T_s R}{2L_m}} = -\frac{D}{\sqrt{K'}}, K' = \frac{2L_m}{T_s R} \quad (\text{B.43})$$

B.2.3. Modelo en Pequeña Señal

En el modelo promedio en gran señal las redes del switch son no-lineales. Por lo tanto la construcción de un modelo en pequeña señal involucra perturbación y linealización de la red de resistencia libre de pérdidas. Las señales del modelo promedio son perturbadas en el punto de operación estático:

$$\begin{aligned} d(t) &= D + \hat{d}(t) \\ V_{1,avg} &= V_1 + \hat{v}_1(t) \\ I_{1,avg} &= I_1 + \hat{i}_1(t) \\ V_{2,avg} &= V_2 + \hat{v}_2(t) \\ I_{2,avg} &= I_2 + \hat{i}_2(t) \end{aligned} \quad (\text{B.44})$$

donde D , V_1 , I_1 , V_2 e I_2 corresponden a los valores dc, mientras que $\hat{d}(t)$, $\hat{v}_1(t)$, $\hat{i}_1(t)$, $\hat{v}_2(t)$ e $\hat{i}_2(t)$ corresponden a las variaciones ac alrededor del punto de operación estático.

$\hat{i}_1(t)$ e $\hat{i}_2(t)$ se pueden expresar en función de $\hat{d}(t)$, $\hat{v}_1(t)$ y $\hat{v}_2(t)$. Por lo tanto, las ecuaciones del modelo en pequeña señal puede ser escrito como:

$$\hat{i}_1 = \frac{1}{r_1} \hat{v}_1 + j_1 \hat{d} + g_1 \hat{v}_2 \quad (\text{B.45})$$

$$\hat{i}_2 = -\frac{1}{r_2} \hat{v}_2 + j_2 \hat{d} + g_2 \hat{v}_1 \quad (\text{B.46})$$

ecuaciones las cuales describen el circuito equivalente de dos puertos del modelo en pequeña señal (Fig. B.6 (a)). Los parámetros r_1 , j_1 y g_1 se pueden encontrar mediante la expansión de la serie de Taylor de la ecuación (B.34). Luego, $I_{1,avg}$ se puede expresar como

$$I_{1,avg} = \frac{V_{1,avg}}{R_e(d)} = f_1(V_{1,avg}, V_{2,avg}, d) \quad (\text{B.47})$$

Luego, se realiza la expansión de Taylor en el punto de operación estático (V_1, V_2, D):

$$I_1 + \hat{i}_1(t) = f_1(V_1, V_2, D) + \hat{v}_1(t) \left. \frac{\partial f_1(V_{1,avg}, V_2, D)}{\partial V_{1,avg}} \right|_{V_{1,avg}=V_1} + \hat{v}_2(t) \left. \frac{\partial f_1(V_1, V_{2,avg}, D)}{\partial V_{2,avg}} \right|_{V_{2,avg}=V_2} + \hat{d}(t) \left. \frac{\partial f_1(V_{1,avg}, V_2, d)}{\partial d} \right|_{d=D} + \dots \quad (\text{B.48})$$

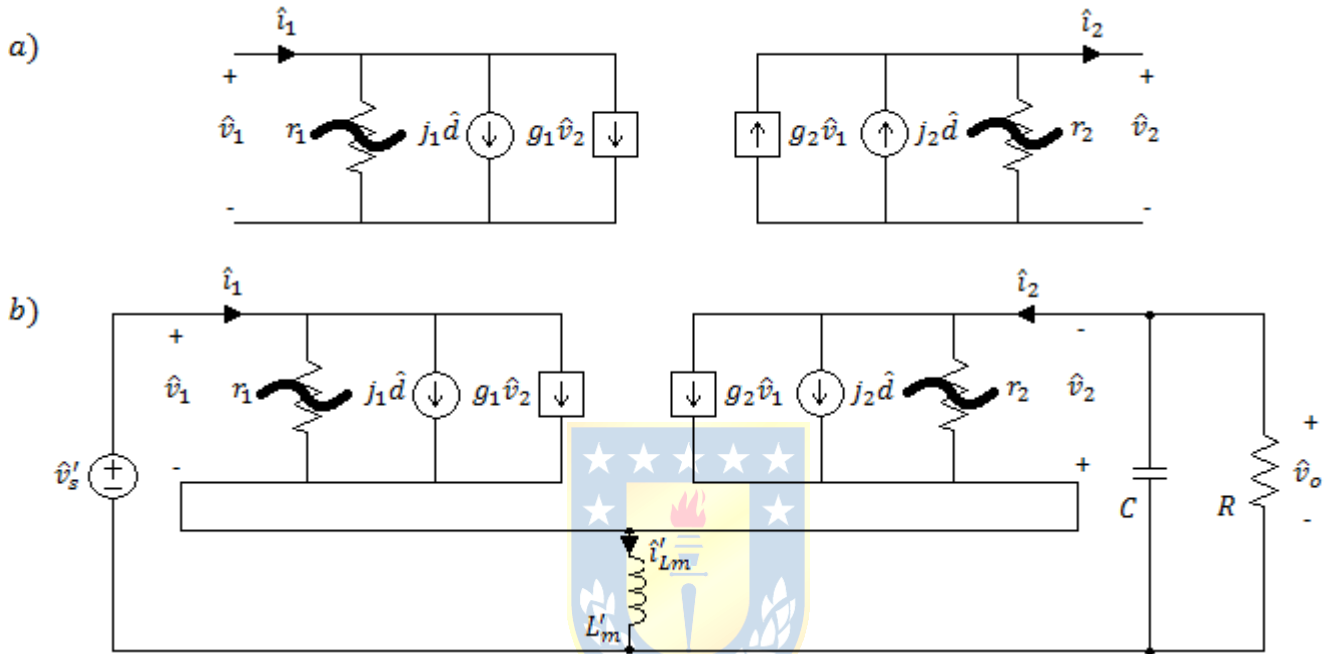


Fig. B.6 Modelo en Pequeña Señal.

(a) Terminales equivalentes, (b) Convertidor Flyback en su equivalente Buck-Boost incluyendo el Modelo en pequeña señal.

Se descartan los términos no-lineales de mayor orden. Luego, respecto a los términos dc:

$$I_1 = f_1(V_1, V_2, D) = \frac{V_1}{R_e(D)} \quad (\text{B.49})$$

Luego, los términos ac (ecuación (B.45)), donde

$$\frac{1}{r_1} = \left. \frac{\partial f_1(V_{1,avg}, V_2, D)}{\partial V_{1,avg}} \right|_{V_{1,avg}=V_1} = \frac{1}{R_e(D)} \Rightarrow r_1 = R_e(D) \quad (\text{B.50})$$

$$j_1 = \hat{d}(t) \left. \frac{\partial f_1(V_1, V_2, d)}{\partial d} \right|_{d=D} = -\frac{V_1}{R_e^2(D)} \cdot \left. \frac{\partial R_e(d)}{\partial d} \right|_{d=D} \quad (\text{B.51})$$

$$j_1 = \frac{2V_1}{DR_e(D)}$$

$$g_1 = \left. \frac{\partial f_1(V_1, V_{2,avg}, D)}{\partial V_{2,avg}} \right|_{V_{2,avg}=V_2} = 0 \Rightarrow g_1 = 0 \quad (\text{B.52})$$

Se realiza el mismo procedimiento para $I_{2,avg}$. Despejando (B.39) y realizando la expansión de la serie de Taylor, se tiene lo siguiente:

$$I_{2,avg} = \frac{V_{1,avg}^2}{R_e(d) \cdot V_{2,avg}} = f_2(V_{1,avg}, V_{2,avg}, d) \quad (\text{B.53})$$

Esta expansión se realiza alrededor del punto estático (V_1, V_2, D):

$$\begin{aligned} I_2 + \hat{i}_2(t) = & f_2(V_1, V_2, D) + \hat{v}_1(t) \left. \frac{\partial f_2(V_{1,avg}, V_2, D)}{\partial V_{1,avg}} \right|_{V_{1,avg}=V_1} \\ & + \hat{v}_2(t) \left. \frac{\partial f_2(V_1, V_{2,avg}, D)}{\partial V_{2,avg}} \right|_{V_{2,avg}=V_2} + \hat{d}(t) \left. \frac{\partial f_2(V_{1,avg}, V_2, d)}{\partial d} \right|_{d=D} + \dots \end{aligned} \quad (\text{B.54})$$

Se descartan los términos no-lineales de mayor orden. Luego, respecto a los términos dc:

$$I_2 = f_2(V_1, V_2, D) = \frac{V_1^2}{R_e(D) \cdot V_2} \quad (\text{B.55})$$

Luego, los términos ac (ecuación (B.46)), donde

$$\frac{1}{r_2} = - \left. \frac{\partial f_2(V_1, V_{2,avg}, D)}{\partial V_{2,avg}} \right|_{V_{2,avg}=V_2} = - \left(- \frac{V_1^2 R_e(D)}{R_e^2(D) V_{2,avg}^2} \right) \Big|_{V_{2,avg}=V_2} \quad (\text{B.56})$$

$$r_2 = M^2 R_e(D)$$

$$j_2 = \hat{d}(t) \left. \frac{\partial f_2(V_1, V_2, d)}{\partial d} \right|_{d=D} = - \frac{V_2 V_1^2}{R_e^2(D) V_2^2} \cdot \left. \frac{\partial R_e(d)}{\partial d} \right|_{d=D} \quad (\text{B.57})$$

$$j_2 = \frac{2V_1}{DR_e(D)M}$$

$$g_2 = \left. \frac{\partial f_2(V_{1,avg}, V_2, D)}{\partial V_{1,avg}} \right|_{V_{1,avg}=V_1} = \frac{2V_1}{R_e(D)V_2} \Rightarrow g_2 = \frac{2}{M R_e(D)} \quad (\text{B.58})$$

Este modelo es válido para la predicción dinámica del convertidor para bajas frecuencias. Con respecto a componentes de la Función de Transferencia en alta frecuencia (un polo y un cero) es ocasionado por el inductor, por lo que se opta por removerlo del circuito. Por lo tanto, el análisis en baja frecuencia considera mantener el condensador C y removiendo L_m :

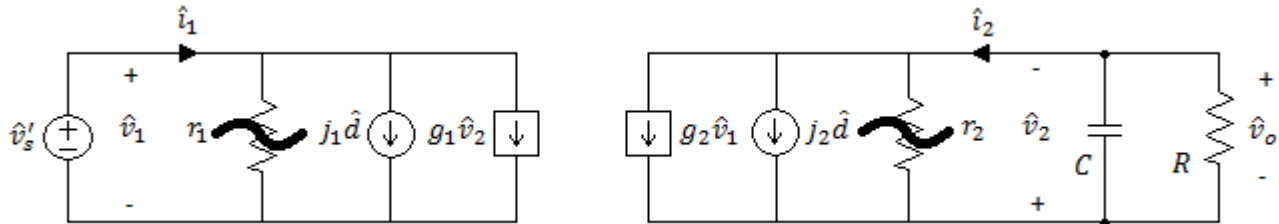


Fig. B.7 Modelo en Pequeña Señal simplificado del Circuito Buck-Boost equivalente.

De este modelo se pueden encontrar, a modo de ejemplo, las siguientes Funciones de Transferencia:

- Haciendo $\hat{v}_s'(t) = 0$:

$$G_{v_o, d}(s) = \frac{v_o}{d} = \frac{R j_2 r_2}{s R C r_2 + R + r_2} \quad (\text{B.59})$$

- Haciendo $d(t) = 0$:

$$G_{v_o, v_s'}(s) = \frac{v_o}{v_s'} = \frac{R g_2 r_2}{s R C r_2 + R + r_2} \quad (\text{B.60})$$



Para ambos casos se observa que las Funciones de Transferencias poseen un solo polo y no contienen cero alguno, lo cual corrobora la simplicidad de poder trabajar con este sistema en modo discontinuo. Además, proporciona un grado de estabilidad mayor al no existir el cero en el semi plano derecho, ampliando aún más el ancho de banda.

Anexo C. Núcleo Transformador

En la siguiente imagen se observan las dimensiones del núcleo 0P48020EC de Magnetics, utilizado para el diseño del transformador de los microconvertidores Flyback, obtenido desde el datasheet:

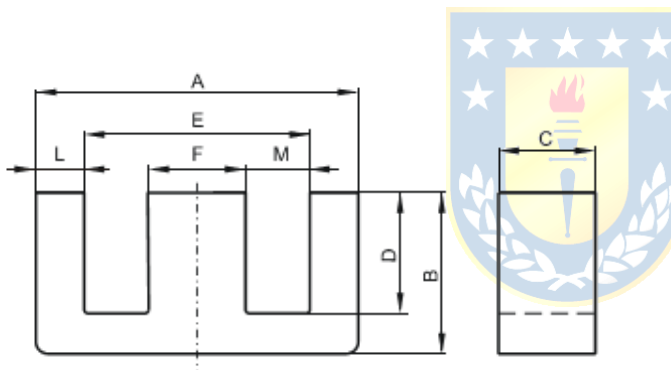


Specification for:

0P48020EC

110 Delta Drive
Pittsburgh, PA 15238
Phone: 412/696-1333
Fax: 412/696-0333
Email: magnetics@spang.com

DIMENSIONS



(mm)	Nominal:	Tol. min.:	Tol. max.:
A	80.0	-1.6	+ 1.6
B	38.1	-0.3	+ 0.3
C	19.8	-0.4	+ 0.4
D	28.2	-0.3	+ 0.3
E	59.1 Min.		
F	19.8	-0.4	+ 0.4
L	11.25 Nom.		
M	19.45 Min.		
Eff. Parameters			
Ae mm²	Amin mm²	le mm	Ve mm³
392.0	392.0	184.0	72300

Fig. C.1 Dimensiones del núcleo de ferrita 0P48020EC.