



Universidad
Carlos III de Madrid

Departamento de Tecnología Electrónica.

PROYECTO DE FIN DE CARRERA

**Control digital reconfigurable basado en el
microcontrolador STM32L (CortexM3) aplicado
al convertidor CC-CC Flyback.**

Autor: Yeny Vázquez Gutiérrez.

Tutor: Antonio Lázaro Blanco.

Codirector: Ramón A. Vázquez Perdomo.

Leganés, abril 2014.

Título: **Control digital reconfigurable basado en el microcontrolador STM32L (CortexM3) aplicado al convertidor CC-CC Flyback.**

Autor: Yeny Vázquez Gutiérrez.

Tutor: Antonio Lázaro Blanco.

Codirector: Ramón A. Vázquez Perdomo.

EL TRIBUNAL

Presidente: Emilio Olías Ruíz.

Vocal: Santiago Garrido.

Secretario: Juan Vázquez Martínez.

Realizado el acto de defensa y lectura del Proyecto Fin de Carrera el día **28 de abril de 2014 en Leganés**, en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Carlos III de Madrid, acuerda otorgarle la CALIFICACIÓN de

VOCAL

SECRETARIO

PRESIDENTE

Agradecimientos.

No alcanza un folio para nombrar todas aquellas personas que han contribuido a la culminación de esta etapa de mi vida. La Universidad Carlos III no ha sido únicamente un lugar donde adquirir conocimientos técnicos sobre una materia, ha sido el crisol que poco a poco, ha ido conformando la persona que soy. Quiero agradecer en general a todas aquellas personas, que simplemente, con un gesto educado o una sonrisa me hicieron sentir a gusto en la Universidad.

En particular quiero agradecer a:

Mis padres, porque son los mejores padres que existen. A mi madre porque es el pilar maestro de la casa y a mi padre porque le considero un espejo en el que mirarme en todos los sentidos, a nivel personal y a nivel técnico. Porque sus críticas (a veces duras) siempre me han sido de un valor inestimable y porque siempre está disponible en los buenos y malos momentos, aún más en los malos.

Mi hermano, aunque él no sea consciente de ello, es una fuente de inspiración y motivación, y por los momentos divertidos que pasamos juntos.

Mis abuelos, esos abuelos que siempre te dicen que todo irá bien, como si tuvieran poderes divinos, a los cuatro, porque desde pequeña me han impulsado a sacar lo mejor de mí.

A Vilo, porque se ha convertido en una parte importante en mi vida. Porque siempre ha estado dispuesto a ayudarme, aconsejarme y animarme. Por su infinita paciencia durante estos dos últimos años.

A Toni, porque es de esos profesores que educan con el ejemplo y cuyas enseñanzas trasciende el ámbito técnico, por la pasión que transmite cuando enseña y por su incondicional apoyo en las aventuras en las cuales me he embarcado.

A Juan Vázquez, Michael, a Jesús Peña, a Héctor Pijeira, a Quintero, a Ernesto, a Rafa Lezana, porque han puesto a mi alcance parte de los conocimientos y las herramientas que he necesitado para llevar a cabo este proyecto.

A mis amigos: Irene, Adrián, Pablo, Alina, Itziar, Bea, Dairon, por sus palabras de apoyo cuando la situación lo exigía y por su silencio cuando de escuchar se trataba.

A mis compis de biblioteca: Ángela, Héctor Javier, Marlee, Carlos porque en los últimos años hemos vivido juntos las angustias de los días de exámenes.

A la gente del labo, porque allí también hemos pasado buenos ratos, en especial a Ana.

A todos, ¡Muchas Gracias!

Índice general.

Capítulo 1. Introducción.....	1
1.1 Introducción.....	2
1.2 Motivación del proyecto.....	5
1.3 Planteamiento del proyecto	5
1.4 Orden de los contenidos en la memoria.....	7
Capítulo 2. Etapa de potencia.....	9
2.1 Introducción.....	10
2.2 Descripción general de la etapa de potencia y requerimientos.....	10
2.2.1 Fuente de alimentación.....	12
2.2.2 Condensador de entrada y condensador de salida y diodo del filtro de salida del Flyback.	12
2.2.3 Bobinas acopladas del Flyback.	13
2.2.4 MOSFET	15
2.2.4.1 Cálculo de pérdidas en el MOSFET.	17
2.2.4.1.1 Pérdidas por conducción.	17
2.2.4.1.2 Pérdidas por conmutación.....	18
2.2.4.2 Cálculo del disipador mediante métodos empíricos.	19
2.2.5 Diseño del snubber RCD del Flyback.	22
2.2.6 Resistencia de carga del convertidor.	24
2.2.6.1 Medida experimental de la resistencia térmica de la resistencia HS50 de ARCOL.....	25
2.2.6.2 Cálculo de la temperatura en la superficie de la resistencia de salida con disipador.	28
2.2.7 Circuito de sensado de la tensión de salida.	30
2.3 Otros elementos.	31
2.3.1 Sensor de corriente LEM.....	31
2.3.2 Filtros de para la medida.	32
2.4 Circuito final de la planta del convertidor Flyback.	33
Capítulo 3. Control del convertidor y comunicaciones.....	35
3.1 Introducción.....	36
3.2 Control Analógico.	36
3.2.1 Configuración del circuito integrado UC3843.	36

3.2.1.1	Alimentación del circuito, tensión de referencia.	37
3.2.1.2	Oscilador RT/CT.....	38
3.2.1.3	Rampa artificial de compensación.	40
3.2.1.4	Amplificador del error para la regulación de tensión.	41
3.2.2	Modelo en PSIM e implementación del circuito integrado UC3843.	42
3.3	Control Digital.....	43
3.3.1	Introducción a los microcontroladores y a la arquitectura ARM.	44
3.3.2	Introducción al microcontrolador STM32L-Discovery.....	46
3.3.3	Definición de los objetivos para el control digital.....	47
3.3.4	Creación de un proyecto en el IDE del microcontrolador Atollic TrueStudio.	49
3.3.5	Configuración de los periféricos.....	54
3.3.5.1	Reset and Clock Control (RCC)	55
3.3.5.2	System Tick (SysTick).....	56
3.3.5.3	Nested Vector Interrupt Controller (NVIC).....	58
3.3.5.4	General Purpouse Intpu/Output (GPIO)	59
3.3.5.5	Analog to Digital Converter (ADC)	60
3.3.5.6	Pulse Width Modulator (PWM).....	62
3.3.5.7	Universal Synchronous/Asynchronous Receiver/Transmiter (USART)	
64		
3.3.6	Configuración hardware de los periféricos de la placa Discovery.	65
3.3.7	Flujograma del programa.....	67
3.3.8	Comunicaciones.	68
Capítulo 4.	Diseño del regulador PI	74
4.1	Introducción al diseño del control de un convertidor.	75
4.1.1	Introducción a los reguladores - P, PI, PID –	75
4.1.2	Criterios de Diseño de control.	77
4.1.3	Introducción a la Transformada Z.	78
4.1.4	Discretización de reguladores analógicos.....	79
4.2	Deducción en la ecuación en diferencias del PI en punto flotante, basada en la aproximación de Tustin.	80
4.2.1	Deducción de la ecuación en diferencia.	82
4.2.2	Implementación de un PI en un microcontrolador en punto fijo.....	85
4.2.3	Re-escalado de los coeficientes KP y KI del PI en punto fijo.....	86

4.2.4	Saturación de variables en el PI en punto fijo.....	87
4.2.5	Validación en PSIM de los distintos algoritmos de PI analizados.....	88
4.3	Diseño y comparación de un control analógico y su equivalente digital en punto fijo para controlar un convertidor Flyback.....	92
4.3.1	Pasos para el diseño de los controles analógico y digital.....	93
4.3.1.1	Diseño del control digital basado en el criterio de la igualdad de la ganancia.....	100
Capítulo 5.	Validación experimental.....	106
5.1	Descripción de la instalación para la medición.....	107
5.2	Mediciones experimentales del convertidor Flyback con control analógico.	
	109	
5.3	Mediciones experimentales del convertidor Flyback con control digital....	112
Capítulo 6.	Conclusiones y Trabajos futuros	120
6.1	Conclusiones del proceso de diseño del convertidor.....	121
6.2	Conclusión de los resultados experimentales.....	122
6.3	Trabajos Futuros	124
Capítulo 7.	Presupuestos	125

Índice de figuras.

Figura 1-1 Electrónica de potencia como campo multidisciplinar	2
Figura 1-2 Evolución cronológica de los dispositivos semiconductores con aplicación en la electrónica de potencia.....	3
Figura 1-3 Aplicaciones de la electrónica de potencia	4
Figura 1-4 Bloques físicos del proyecto.....	6
Figura 2-1 Esquema eléctrico de la etapa de potencia.....	11
Figura 2-2 Fuente de alimentación del circuito.....	12
Figura 2-3Condensador de entrada.....	13
Figura 2-4 Condensador de salida.....	13
Figura 2-5 Imagen de la bobina comercial FA 2901	14
Figura 2-6 Características del transformador comercial Flyback.....	14
Figura 2-7 Circuito equivalente simplificado de las bobinas acopladas del Flyback.....	15
Figura 2-8Pin-out del transformador Flyback.	15
Figura 2-9 Zonas de funcionamiento de un MOSFET	15
Figura 2-10 Esquema del MOSFET de la señal PWM.....	16
Figura 2-11 Corriente eficaz circulando a través del MOSFET.....	17
Figura 2-12 Características extraídas del datasheet del MOSFET	17
Figura 2-13 MOSFET con capacidades parásitas.....	18
Figura 2-14 Detalle de la hoja de características del MOSFET	18
Figura 2-15 Tensión máxima soportada en el drenador del MOSFET.....	19
Figura 2-16 Disipador de Al para TO-220 sin anodizar.....	19
Figura 2-17 Montaje experimental para la medida de la temperatura en el disipador ..	20
Figura 2-18 Medida de la temperatura del disipador del MOSFET	21
Figura 2-19 Ejemplos de disipadores para TO-220. Código RS: 189-9148.....	21
Figura 2-20 Tabla con la constante Stefan-Boltzman de distintos materiales.....	22
Figura 2-21 Comparativa de la tensión en el colector del MOSFET del Flyback con y sin snubber.....	23
Figura 2-22 Snubber RCD.....	23
Figura 2-23 Circuito de carga y escalón de carga resistivo.....	24
Figura 2-25 Datos de la resistencia equivalente fabricada por VISHAY.....	26
Figura 2-26 Circuito térmico de la resistencia HS50	27
Figura 2-27 Valor de las resistencias térmicas proporcionadas por el fabricante Arcol para una resistencia HS50.....	27
Figura 2-28 Características técnicas del disipador	28
Figura 2-29 Esquema del circuito térmico de la resistencia con disipador	29
Figura 2-30 Sensor resistivo de la tensión de salida.....	30
Figura 2-31 Sensor LEM. Principales características del sensor.....	31
Figura 2-32 Circuito de acondicionamiento del sensor LEM.....	32
Figura 2-33 Análisis de los filtros paso bajo mediante diagrama de Bode.	33
Figura 2-34 Esquemático en PSIM de la etapa de potencia.	33
Figura 2-35 Fotos de la maqueta del convertidor Flyback.	34

Figura 3-1 Estructura interna del UC3842/3.	37
Figura 3-2 Alimentación del UC3843.	37
Figura 3-3 Tensión de alimentación y ciclo de trabajo máximo de los dispositivos de la familia UC38X.	38
Figura 3-4 Tensión de referencia del dispositivo UC3843	38
Figura 3-5 Oscilador RT/CT.	39
Figura 3-6 Circuito de descarga del oscilador RT/CT del UC3843.	39
Figura 3-7 Rampa artificial de compensación.	40
Figura 3-8 Detalle sobre la amplitud de la rampa de comparación.	41
Figura 3-9 Amplificador del error del UC3843.....	41
Figura 3-10 Amplificador del error del UC3843. Ganancia del regulador PI.....	41
Figura 3-11 Esquema eléctrico del control analógico mediante dispositivo UC3843 ..	42
Figura 3-12 Circuito UC3843 para el control analógico por tensión del Flyback montado en PSIM.	43
Figura 3-13 Circuito montado del UC3843.....	43
Figura 3-14 Arquitectura interna de un microcontrolador.....	44
Figura 3-15 Kit de desarrollo STM32L Discovery.	47
Figura 3-16 Otros periféricos relevantes de la placa Discovery.....	48
Figura 3-17 Pasos para la creación de un nuevo proyecto de programación de microcontrolador.	50
Figura 3-18 Resumen de las carpetas principales en un proyecto de Atollic TrueStudio.	51
Figura 3-19 Hoja de configuración del reloj (frecuencia de oscilación) en un proyecto.	52
Figura 3-20 Imagen de video tutorial en youtube sobre la configuración del reloj del microcontrolador.	53
Figura 3-21 Esquema genérico de un programa en lenguaje C.....	53
Figura 3-22 Esquema de la organización de los ficheros de los drivers en Atollic.....	54
Figura 3-23 Arquitectura interna del STM32.....	55
Figura 3-24 Principales características del optodriver ACPL-312T-000E.....	66
Figura 3-25 Esquema eléctrico de los circuitos adicionales para la configuración de los periféricos.	66
Figura 3-26 Flujograma simplificado del código de control	68
Figura 3-27 Conector USB-TTL.	69
Figura 3-28 Pasos para configurar el Tera Term.	70
Figura 3-29 Enviar información a través de ficheros de texto.	71
Figura 3-30 Interfaz de usuario para la programación en tiempo real del convertidor Flyback.	71
Figura 3-31 Procedimiento para el manejo de la interfaz de usuario.	72
Figura 3-32 Vector con la configuración del convertidor. Imagen (a) modo digital y (b) modo analógico.	73
Figura 4-1 Resumen de las acciones realizadas sobre un sistema.	75
Figura 4-2 Diagrama de Bode representativo de un sistema. Imagen tomada de [23]....	77
Figura 4-3 Equivalencia entre el dominio s y z.	79

Figura 4-4 Tipos de aproximación de una señal discreta a una señal continua. Imagen tomada de [24].....	80
Figura 4-5 Diagrama de bloques del regulador PI.....	80
Figura 4-6 PI implementado con amplificadores operacionales	81
Figura 4-7 Conversor del espacio continuo “s” al dominio discreto “z” de PSIM	84
Figura 4-8 Diagrama del PI discreto en punto flotante	85
Figura 4-9 Regulador PI en punto fijo.....	86
Figura 4-10 Regulador PI digital en punto fijo con reescalado.....	87
Figura 4-11Esquema de la configuración de los reguladores PI para estudio frecuencial.	
.....	90
Figura 4-12 Resultados de los reguladores PI en la simulación del dominio frecuencial.	
.....	90
Figura 4-13 Esquema para la simulación del comportamiento de los reguladores ante señal cuadrada.....	91
Figura 4-14 Respuesta de los reguladores ante señal cuadrada en la entrada.	92
Figura 4-15 Señal reloj indicador de la frecuencia de muestreo.	92
Figura 4-16 Ventana del SmartCtrl para el diseño del control por tensión del convertidor Flyback.....	94
Figura 4-17 Ventana del SmartCtrl para el diseño de la red de realimentación.....	94
Figura 4-18 Ventana de configuración de SmartCtrl para el diseño del PI.....	95
Figura 4-19 Diseño del convertidor Flyback con control por tensión en SmartCtrl.	95
Figura 4-20 Solution Map para el diseño del PI.....	96
Figura 4-21 Tensión de la rampa de comparación medida en la pata 4 del integrado UC3843.....	96
Figura 4-22 Diseño del PI conforme al mapa de soluciones.....	97
Figura 4-23 Diagrama de bode del convertidor Flyback en bucle abierto (BA) y bucle cerrado (BC).	98
Figura 4-24 Calculadora en PSIM de coeficientes de reguladores discretos a partir de regulador analógico.	99
Figura 4-25 Esquema eléctrico utilizado para el barrido en frecuencia.	101
Figura 4-26 Diagrama de Bode del convertidor Flyback con control PI digital y analógico.....	102
Figura 4-27 Esquema eléctrico del convertidor Flyback con control PI analógico (UC3843).	103
Figura 4-28 Esquema eléctrico del convertidor Flyback con control PI digital.....	103
Figura 4-29 Comparación de la respuesta dinámica del convertidor Flyback con control analógico y digital ante escalón de carga.	104
Figura 4-30 Comparación de la respuesta dinámica del convertidor Flyback con control analógico y digital ante escalón de carga en MCC.....	104
Figura 4-31 Detalle de la oscilación en la tensión de salida por la influencia de armónico no deseado.	105
Figura 5-1 Montaje experimental. Instrumentos de medida.....	107
Figura 5-2 Bloques de la plataforma de pruebas.	108
Figura 5-3 Montaje experimental. Programas utilizados.....	108

Figura 5-4 Medición de la frecuencia de oscilación y de la rampa de comparación del UC3843.....	109
Figura 5-5 Estudio en estático del convertidor Flyback con control analógico en MCC.	110
Figura 5-6 Estudio dinámico del convertidor Flyback con control analógico.	111
Figura 5-7Mediciones dinámicas (flanco de subida de escalón de carga del convertidor Flyback) con control analógico.	111
Figura 5-8Mediciones dinámicas (flanco de bajada de escalón de carga del convertidor Flyback) con control analógico.	112
Figura 5-9 Control digital implementado con el PIEST en las en MCC con una tensión de entrada de 18V.	113
Figura 5-10 Detalle de la mediciones estática en MCC del convertidor con control digital.	114
Figura 5-11 Mediciones la saturación de las bobinas acopladas.....	115
Figura 5-12 Influencia de la saturación de la inductancia de las bobinas acopladas en la ganancia y en el ancho de banda de la planta (convertidor Flyback).	115
Figura 5-13 Mediciones estáticas del convertidor con control digital (PIEst) en MCC.	116
Figura5-14 Mediciones dinámicas del convertidor con el control digital PIEst antes escalones de carga.	117
Figura 5-15 Mediciones dinámicas del convertidor antes un escalón de carga (flanco de subida) para los casos del control PIEst(a) y el control PISimp (b).	118
Figura 5-16 Mediciones dinámicas del convertidor antes un escalón de carga (flanco de bajada) para los casos del control PIEst (a) y el control PISimp (b).	118
Figura 5-17 Mediciones de tiempo de computo del bucle principal.	119

Índice de tablas.

Tabla 2-1 Características principales del microcontrolador STM32L	11
Tabla 2-2 Características del convertidor Flyback.....	11
Tabla 2-3 Resumen de las características principales de la bobina del Flyback elegida.	14
Tabla 2-4 MOSFET MOS1 y valores del de las resistencias Ro y R9.....	16
Tabla 2-5 Resistencias térmicas de disipadores dependiendo de su acabado.....	21
Tabla 2-6 Valores de los componentes del snubber.	24
Tabla 2-7 Resumen de los valores de los componentes de la carga resistiva del circuito.	24
Tabla 2-8 Resultados de la medida experimental.....	25
Tabla 2-9 Definición de los tipos de resistencia térmicas definidas por ARCOL.....	26
Tabla 2-10 Ganancia de del sensor de salida de tensión conforme al tipo de control....	30
Tabla 2-11 Valores de los componentes del sensor de tensión de salida.	30
Tabla 2-12 Valores de los componentes del sensor LEM.	32
Tabla 3-1 Estados del biestable SR en función de la tensión en el condensador CT.	40
Tabla 3-2 Valores de CT y RT.	40
Tabla 3-3 Acciones principales del control digital y periféricos empleados.....	47
Tabla 3-4 Acciones secundarias del control digital y periféricos empleados.....	47
Tabla 3-5 Resumen de los pines de entrada/salid del proyecto.....	59
Tabla 3-6 Valores de los componentes para la configuración de los periféricos de la placa Discovery.	67
Tabla 3-7 Conexión del USB-TTL y el microcontrolador para la comunicación serie.	69
Tabla 3-8 Parámetros para la configuración de la comunicación en serie.	69
Tabla 4-1 Resumen de los principales tipos de controladores, así como sus funciones.	76
Tabla 4-2 Resumen de la equivalencias de las constantes en dominio frecuencial y discreto.	84
Tabla 4-3 Valores de las constantes del PI en coma flotante.	86
Tabla 4-4 Valores de las constantes del PI discretizados.	86
Tabla 4-5 Valores de los componentes del convertidor Flyback.....	88
Tabla 4-6 Parámetros de la simulación de los reguladores.	89
Tabla 4-7 Código en C del regulador PI.....	90
Tabla 4-8 Valores de los componentes del convertidor Flyback implementado en PSIM y SmartCtrl.	93
Tabla 4-9 Valores de las resisntencias y el condensador del PI calculado en SmartCtrl.	98
Tabla 4-10 Coeficientes del PI digital en punto fijo.....	101
Tabla 5-1 Tiempos de recuperación y variación de la tensión durante los escalones de carga.....	112
Tabla 5-2 Comparación de los resultados dinámico del control analógico y digital ralentizado.	118

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN

1.1 Introducción.

El presente documento es un resumen del proceso de diseño y desarrollo del convertidor CC-CC Flyback con control digital y analógico. Este proyecto está enmarcado en el campo de la electrónica de potencia.

¿Qué es la electrónica de potencia? Según [1] la electrónica de potencia se define como: *aquella rama de la electrónica encargada del estudio de los circuitos electrónicos destinados al manejo de flujos de energía eléctrica*. Esta definición engloba múltiples campos cognitivos: dispositivos electrónicos para el manejo de la energía (que pueden ser semiconductores o no), dispositivos de control (análogicos o digitales), informáticos para las comunicaciones y gestiones de eventos, etc. Véase Figura 1-1.

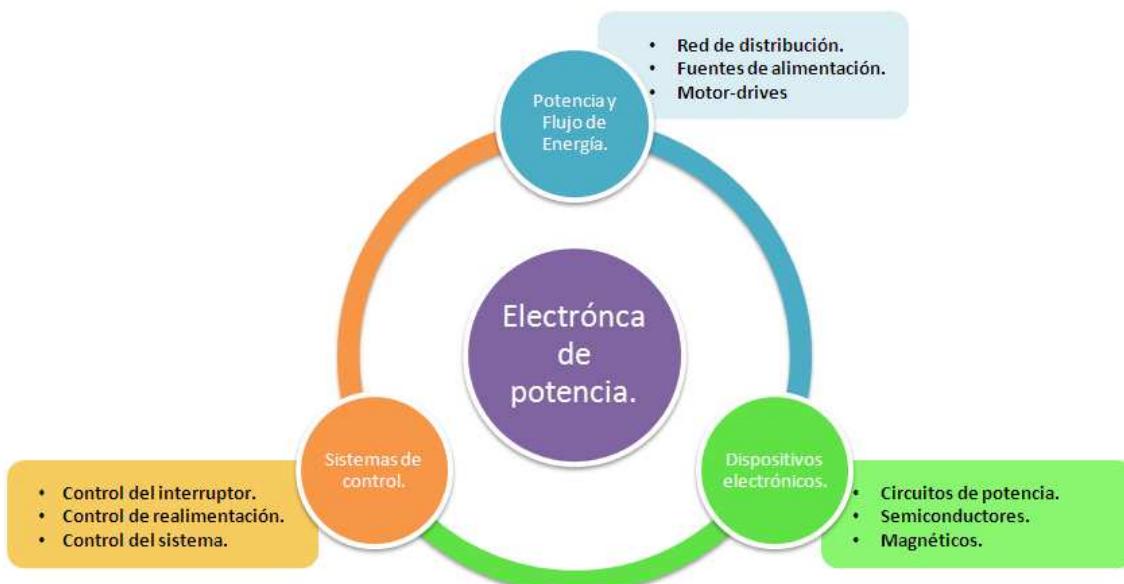


Figura 1-1 Electrónica de potencia como campo multidisciplinar.

La historia de la electrónica de potencia se remonta a principios del siglo XXI y está estrechamente ligada a los avances tecnológicos de los dispositivos electrónicos y de control que han ido permitiendo el manejo de niveles cada vez más elevados de energía con técnicas de control variadas.

El concepto de electrónica de potencia sale a la luz 1900 de la mano del rectificador de arco de mercurio que derivarían posteriormente en los rectificadores de tubos de vacío: ignitron, phanotron y thyratron. Estos dispositivos se utilizaron hasta los años '50.

La Figura 1-2 muestra la evolución de los dispositivos semiconductores con aplicaciones en la electrónica de potencia.

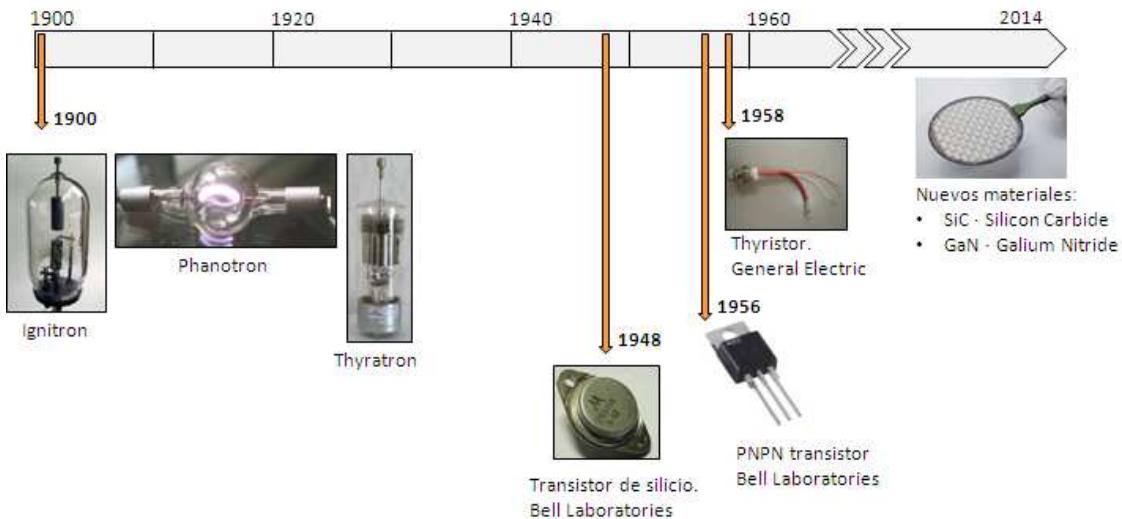


Figura 1-2 Evolución cronológica de los dispositivos semiconductores con aplicación en la electrónica de potencia.

En 1948 Bardeen, Brattain y Shockley del Bell Telephone Laboratories inventaron el primer semiconductor de silicio, tal fue la importancia de este dispositivo que hizo a sus descubridores merecedores del premio Nobel de la Física. En los sucesivos años la industria de la microelectrónica jugará un papel decisivo en los avances de la electrónica de potencia.

En 1956 sale a la luz, también de la mano de Bell Laboratories, el primer transistor PNPN. La segunda revolución de la electrónica de potencia sucedió en 1958 con el desarrollo del primer tiristor por parte de General Electric Company. A partir de entonces la evolución de los semiconductores ha sido vertiginosa y la labor de los grandes laboratorios está concentrada en diseñar dispositivos cada vez más pequeños, capaces de soportar mayores valores de tensión y de potencia en lo que a dispositivos electrónicos se refiere.

Si los dispositivos como la bobina, las resistencias, el condensador y MOSFETs considerasen el músculo de la electrónica de potencia entonces los dispositivos de control se podrían considerar el cerebro.

Con el paso del tiempo la electrónica de potencia va adquiriendo cada vez más importancia, pudiéndose encontrar en múltiples aplicaciones que van desde la extracción de energía hasta los aparatos de uso domésticos (Figura 1-3).

La electrónica de potencia tiene aplicaciones en un amplio número de dispositivos que a diario intervienen en nuestra vida. Muchos de ellos ya ocupan un lugar consolidado en el mercado, otros en cambio están en fases de investigación y desarrollo.



Figura 1-3 Aplicaciones de la electrónica de potencia.

Por ejemplo:

- Dispositivos de uso personal. Por ejemplo: móviles, iPad, PC, etc. Estos dispositivos internamente manejan distintos niveles de tensión, sin embargo la fuente de alimentación solo es capaz de proporcionar un único valor de tensión. La obtención de distintos niveles de tensión a partir de un único valor se logra combinando distintas topologías de convertidores.
- Electrodomésticos. Como lavadoras, aires acondicionados, televisores suelen trabajar con tensión constante, sin embargo se alimentan de la tensión de la red que es sinusoidal, esto es posible gracias al empleo de un convertidor rectificador.
- Transporte. Está presente en una gran variedad de sectores, transporte ferroviario, transporte aéreo y muy recientemente en los coches. En estos dos últimos sectores la presencia de la electrónica de potencia está experimentando un gran crecimiento en los últimos años. Acondicionan la energía de la fuente haciendo posible su uso a lo largo de todo sistema.
- Generación de energía. La electrónica de potencia juega un papel decisivo en la utilización de energías renovables como por ejemplo: energía eólica, fotovoltaica, maremotriz, ya que permite acondicionar la energía captada de la fuente para su posterior almacenamiento o transmisión.

- Telecomunicaciones. El alcance global de las comunicaciones exige que se encuentren estaciones de repetición en áreas de remoto acceso como puede ser en montañas o en el espacio (satélites). Los dispositivos que allí se emplean requieren de una fuente de alimentación fiable, por esta razón la electrónica de potencia es especialmente crítica en este tipo de aplicación.

Dadas las múltiples necesidades del ser humano que cubre la electrónica de potencia, no resultará extraño el interés despertado en los ingenieros este campo de la ingeniería.

1.2 Motivación del proyecto.

A día de hoy coexisten principalmente dos tipos de controles: analógico y digital. Los avances que se están produciendo en éste último tipo de control, en términos de velocidad de trabajo, capacidad de cómputo, tamaño y coste han incrementado su uso en múltiples aplicaciones, especialmente en la electrónica de potencia. Por otro lado, el control digital permite que en un reducido espacio se puedan implementar algoritmos complejos, cuyo equivalente analógico en ocasiones es limitante. El control digital permite además otras funcionalidades, no así el analógico, por ejemplo: las comunicaciones con ordenadores o la gestión de eventos como averías. Adicionalmente, el control digital se programa en lenguaje de programación de alto nivel por ejemplo C, esto facilita que ingenieros no expertos en programación a bajo nivel (ensamblador) puedan hacer uso de estos dispositivos con relativa facilidad.

A pesar de las ventajas que se han expuesto, el control digital presenta inconvenientes, como por ejemplo el retraso que se introduce en el sistema debido al muestreo, además no se ha de olvidar que se está trabajando con muestras discretas, en este sentido el control analógico presenta más ventajas.

Gracias a los avances en la industria de semiconductores cada día los precios de los microcontroladores disminuyen y el coste de su programación, debido a la mejora de los compiladores y su cada vez más fácil uso; lo que conlleva un uso cada vez más extendido.

Por esta razón este en este proyecto de fin de carrera se ha propuesto el diseño de un control digital para introducir al estudiante en las técnicas de control digital basado en la novedosa arquitectura ARM aplicado a la electrónica de potencia.

1.3 Planteamiento del proyecto

Este proyecto de fin de carrera, bajo el título: “Control digital reconfigurable basado en el micróprocesador STM32L (CortexM3) aplicado al convertidor CC-CC Flyback”, tiene por objetivo principal de introducir al estudiante en los siguientes temas:

- Diseño del control PI en modo tensión de un convertidor DC-DC (Flyback) analógico utilizando el software de diseño de control SmartCtrl.
- Diseño del control PI en modo tensión de un convertidor DC-DC (Flyback) digital utilizando los resultados obtenidos en el SmartCtrl para el control analógico.
- Definición de los pasos a seguir para implementar el control digital PI en punto fijo.
- Comparación de los algoritmos analógicos y digitales del PI usando el programa de simulación PSIM.
- Implementación y validación experimental de convertidor Flyback el regulador PI es sus variantes analógicas y digitales.

Para ello se realizarán las siguientes tareas:

- 1) Montar una plataforma de pruebas: convertidor CC-CC Flyback, en la cual implementar un regulador PI en su versión digital y analógica.
- 2) Deducir y validar la expresión del regulador PI en punto fijo a partir de un regulador PI analógico.
- 3) Validación mediante la simulación en PSIM de los reguladores.
- 4) Validación mediante la simulación en PSIM del convertidor y sus distintos tipos controles en bucle cerrado.
- 5) Configurar los periféricos del microcontrolador STM32L-Discovery (microprocesador + kit de desarrollo elegido) para desempeñar las labores de control del convertidor.
- 6) Crear una interfaz de usuario que automatice la configuración de los parámetros del control desde el PC, utilizando para ello una comunicación serie.
- 7) Montar y evaluar en la práctica los controles estudiados.

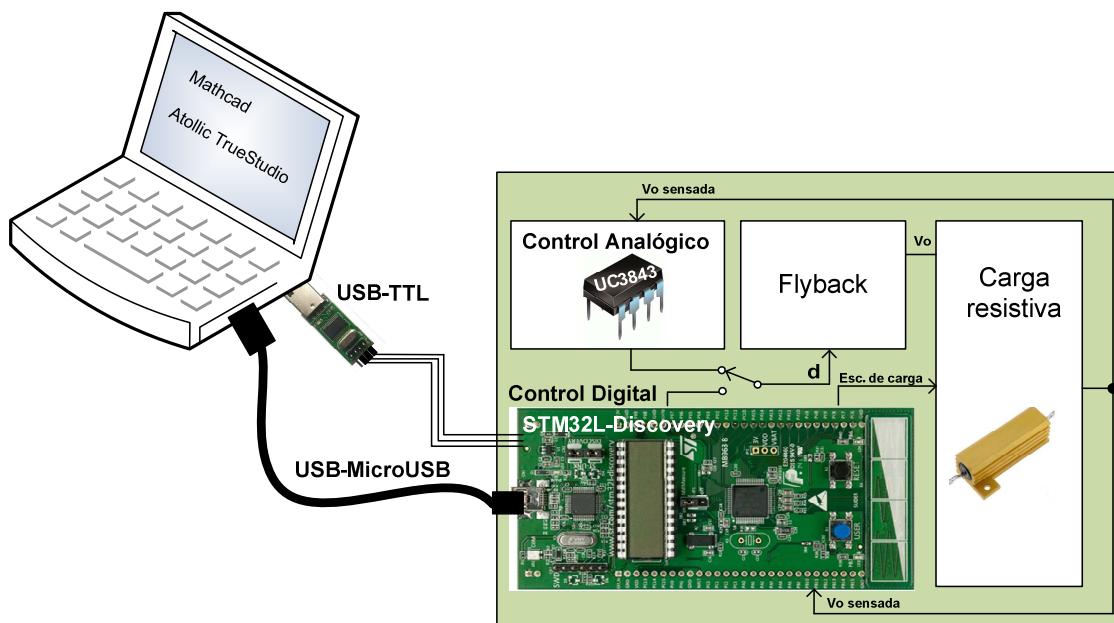


Figura 1-4 Bloques físicos del proyecto.

En la Figura 1-4 se muestran los bloques principales que conforman la plataforma de pruebas que se diseña en este proyecto. Dicha plataforma está compuesta por: etapa de potencia (convertidor Flyback), control digital (microcontrolador STM32L), control analógico (implementado mediante el circuito integrado UC3843) y el bloque de carga resistiva. El microprocesador se conecta al PC mediante un cable USB-MicroUSB que sirve para descargar el programa en el microcontrolador y para alimentar el mismo. El dispositivo USB-TTL permite implementar las comunicaciones en serie entre el PC y el microcontrolador, y de este modo configurar el funcionamiento de la plataforma de pruebas. Manualmente mediante un jumper se podrá cambiar entre el control digital y el control analógico.

Las herramientas software que se emplean son:

- PSIM para el diseño de la etapa de potencia (convertidor DC-DC Flyback).
- SmartCtrl para el diseño del regulador PI analógico.
- Atollic para la programación del microprocesador en código C.
- Mathcad para la programación de la interfaz de usuario y otros cálculos.
- Teraterm para la comunicación en serie.

Una vez alcanzado los objetivos antes mencionados el sistema permitirá controlar el convertidor desde el PC y en tiempo real, tal que habiendo elegido un control digital sea posible:

- 1) Encender y apagar el convertidor desde el PC.
- 2) Cambiar los parámetros característicos del regulador PI.
- 3) Configurar test desde el PC como: escalón de carga (unitario o periódico).

1.4 Orden de los contenidos en la memoria.

En primer lugar se ha realizado una introducción a la importancia del estudio de la electrónica de potencia, así como el planteamiento del proyecto que se desarrolla a lo largo del presente documento técnico.

En el segundo capítulo se describe la etapa de potencia, además se justifica la elección de los valores de cada uno de los componentes que lo conforman que son: convertidor DC-DC Flyback, sensor de tensión de salida y carga resistiva.

A continuación en el capítulo de control se abordará la configuración elegida del circuito de control analógico empleado UC3843. También en este capítulo se explican los aspectos relevantes de la configuración de los periféricos para poder implementar el control digital en el microcontrolador STM32L – Discovery.

En un cuarto capítulo se estudia el regulador PI discreto en punto fijo a partir de un diseño previo de un PI analógico diseñado con SmartCtrl. Se comparan ambos tipos de control mediante un estudio en frecuencia y su comportamiento ante escalón de entrada.

Para terminar el capítulo se calculan los coeficientes del regulador PI analógico y digital que se utilizarán en la validación experimental de los mismos evaluándose el funcionamiento de los mismo una vez integrado en el convertidor mediante simulaciones en PSIM.

En el capítulo siguiente se procede al montaje experimental y a la realización de pruebas en estático y dinámicas (escalón de carga) de los reguladores PI digital, PI digital simplificado y PI analógico.

Finalmente se comentarán las conclusiones, a las que, tras realizar el presente proyecto se han llegado, así como los trabajos futuros que se proponen.

CAPÍTULO 2. ETAPA DE POTENCIA

2.1 Introducción.

El objetivo de este capítulo es mostrar el proceso previo al montaje de la etapa de potencia, así como los valores de los componentes del mismo. La topología elegida es un convertidor DC-DC Flyback, que servirá como plataforma de pruebas para implementar un control por tensión de salida.

En este capítulo se parte de la premisa de que el lector es conocedor del funcionamiento de la topología del convertidor DC-DC Flyback, dicho contenido se puede encontrar desarrollado en [2].

La razón principal de haber elegido este convertidor es que se partía de un diseño previo desarrollado por un miembro del Grupo de Sistemas Electrónicos de Potencia (GSEP). Dicho diseño sufrió modificaciones que lo adaptan a los requerimientos del proyecto que aquí se discute, cabe destacar que la optimización de dicho diseño no es objeto de estudio del presente proyecto fin de carrera.

A lo largo del capítulo se irá tratando cada uno de los principales bloques funcionales que forman el convertidor Flyback, así como las medidas experimentales realizadas para comprobar la validez del diseño implementado.

Al finalizar el capítulo se tendrá un modelo en PSIM de la etapa de potencia, dicho modelo se utilizará en el diseño y validación por simulación de los controles diseñados tanto analógico como digital.

2.2 Descripción general de la etapa de potencia y requerimientos.

En la Figura 2-1 se muestra el esquema eléctrico del convertidor Flyback, que está compuesto por: fuente de alimentación, condensador de entrada, bobina del Flyback, MOSFET del Flyback, circuito snubber, carga resistiva y circuito para programar escalones de carga, activado desde el microcontrolador, sensor de la tensión de salida que se utiliza en la red de realimentación del sistema (tanto analógico como digital).

Adicionalmente se han implementado otros circuitos como: transductor corriente-tensión basado en un sensor LEM que servirán para monitorizar la tensión en el primario de la bobina del Flyback, así como la medida de la corriente de salida cuando se produzcan escalones de carga para evaluar la respuesta dinámica del sistema. Los puntos P1-P2 y P3-P4 representan los puntos de acceso del sensor LEM al circuito de la etapa de potencia.

También se han implementado filtros paso bajo para la medida de la tensión de salida y de la tensión de escalón de carga que permite atenuar componentes de ruido de alta frecuencia e incrementar la relación señal a ruido de las medidas de evaluación.

Normalmente los osciloscopios traen dichos filtros que permiten visualizar con la señal medida con mayor calidad, en el caso del osciloscopio empleado no se disponían de dichos filtros.

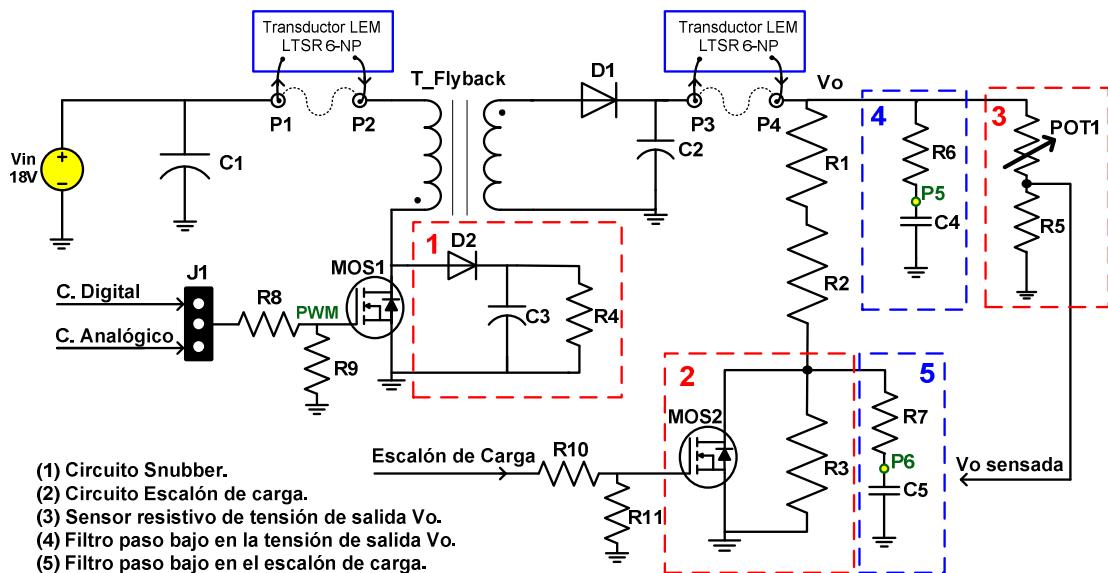


Figura 2-1 Esquema eléctrico de la etapa de potencia.

Para el control digital se ha elegido el microcontrolador STM32L (CortexM3) y su plataforma de desarrollo Discovery. Las características del microcontrolador que se han tenido en cuenta para el diseño del Flyback se muestran en la Tabla 2-1.

Frecuencia del reloj	32 MHz
Entradas ADC	12 bits - 3V
Salidas PWM	Configurable

Tabla 2-1 Características principales del microcontrolador STM32L.

Empíricamente se ha comprobado que la frecuencia máxima de muestreo que se puede alcanzar sin afectar el cómputo del PI y otras funcionalidades implementadas es 25 kHz. Esto fija la frecuencia de conmutación del convertidor a 100 kHz. Este tema se abordará con más detalles en el capítulo de control digital.

Dados los requisitos antes descritos, las características del convertidor Flyback se establece en la Tabla 2-2.

Tensión de entrada – V_{IN} -	18 V
Tensión de salida – V_o -	15V
Frecuencia de conmutación – f_{sw} -	100 kHz
Potencia de salida - P_o -	24 W
Modo de trabajo	MCC
Temperatura máxima permitida	60°C

Tabla 2-2 Características del convertidor Flyback.

La temperatura máxima permitida es 60°C por requerimientos de seguridad del usuario.

En el proceso de cálculo se han utilizado las siguientes herramientas:

- Hojas de cálculo como Mathcad.
- Programas de simulación como PSIM

En los siguientes epígrafes se procederá a explicar con detalle el proceso de cálculo de cada una de las partes. Las notas de aplicación [3] y [4] proporcionan una guía de gran utilidad que aborda el diseño del convertidor Flyback.

2.2.1 Fuente de alimentación

Para la alimentación del circuito y de todo el sistema se empleará un alimentador portátil universal AC/DC de 39W, véase Figura 2-2. La tensión de la salida de la fuente de alimentación será 18V. En la placa se colocará un conector hembra para PCB (Printed Circuit Board).



Figura 2-2 Fuente de alimentación del circuito.

2.2.2 Condensador de entrada y condensador de salida y diodo del filtro de salida del Flyback.

En este punto del circuito cabe destacar que se han utilizado los valores de condensadores de entrada y salida del diseño previo de partida, tal y como se comentó al comienzo del capítulo.

- Condensador electrolítico de entrada, Figura 2-3. El condensador de entrada tiene por función la de desacoplar la entrada del primario del convertidor del Flyback del cableado de la fuente de tensión.

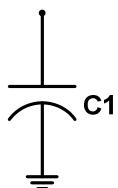


Figura 2-3 Condensador de entrada

Capacidad $C = 470\mu F$

ESR = $10m\Omega$

Tensión = 25V

- Condensador electrolítico de salida, Figura 2-4. El valor de la capacidad del condensador de salida está determinado por el valor del rizado máximo permitido de la tensión de salida. Por otro lado el condensador de salida tiene una influencia directa en la dinámica del sistema a través de la función de transferencia.

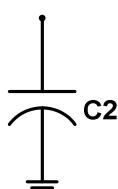


Figura 2-4 Condensador de salida.

Capacidad $C = 330\mu F$

ESR = $10m\Omega$

Tensión = 35V

- Diodo del filtro de salida del convertidor Flyback.

El diodo D1, del filtro de salida, se elige considerando la corriente máxima que atraviesa el filtro de salida del convertidor y la potencia que deberá disipar.

El diodo utilizado es el STPS10L60CFP, en este caso también se tomó el diodo del diseño previo del Flyback.

2.2.3 Bobinas acopladas del Flyback.

Coloquialmente cuando se describe al convertidor Flyback se dice que tiene un transformador que transmite la energía del primario al secundario, este término no es correcto, en realidad el convertidor Flyback está diseñado con bobinas acopladas.

¿Cuál es la diferencia entre bobinas acopladas y un transformador?

- Constructivamente.

Son similares, ambas se arrollan en torno a un núcleo. Generalmente las bobinas acopladas se diseñan con entrehierro que actúa como almacén de la energía, no así los transformadores.

- Energéticamente.

Los transformadores ideales no almacenan energía, por lo tanto transmiten la energía del devanado primario al secundario de manera instantánea. Por el contrario las bobinas acopladas transmiten la energía en dos fases: una primera fase de almacenamiento de energía durante la cual el valor de la corriente aumenta (transistor cerrado, intervalo de tiempo T_{on}) y una segunda fase durante la cual se transmite la energía al secundario (transistor abierto, intervalo de tiempo T_{off}) y por lo tanto la corriente disminuye.

- Circuito equivalente.

En el caso de las bobinas acopladas estas presentan un valor de L de dispersión, que corresponde a aquella fracción de la energía que permanece en el primario y que no se transmite al secundario. Dado que esta energía no se trasmite al secundario, y por lo tanto no llega a ser evacuada, todos los convertidores Flyback deberán diseñarse con circuito snubber (este tema se desarrolla en el epígrafe dedicado al circuito de snubber). El circuito equivalente de los transformadores sin embargo están caracterizados por una L magnetizante que corresponde a un valor mínimo de energía que requieren mantenerse en funcionamiento el transformador.

Para el convertidor Flyback de este proyecto se ha elegido una bobina del fabricante *Coilcraft*, modelo FA 2901, por encontrarse disponible en el stock del laboratorio Figura 2-5. Cuyas características principales se señalan en la Figura 2-6. La definición de los parámetros que caracterizan la bobina se definen en la Tabla 2-3.

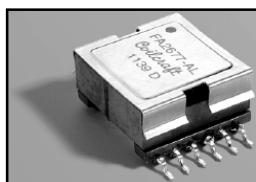


Figura 2-5 Imagen de la bobina comercial FA 2901

Potencia: 25W

Tensión de entrada: 18 a 75V

Part number ¹	L at 0 A ² ±10% (μH)	L at Ipk ³ min (μH)	DCR max (mOhms) ⁴	Leakage L (μH) ⁵	Turns ratio ⁶	Ipk ³ (A)	Output ⁷
FA2677-AL	50	40.8	26	2.6	328	2.20	1:0.12 1:0.41 2.9 3.3 V, 7.5 A
FA2898-AL	50	40.8	26	4.0	315	1.05	1:0.18 1:0.41 2.9 5 V, 5 A
FA2899-AL	50	40.8	26	13	315	0.473	1:0.35 1:0.41 2.9 9 V, 2.8 A
FA2900-AL	50	40.8	26	20	315	0.409	1:0.47 1:0.41 2.9 12 V, 2.1 A
FA2901-AL	50	40.8	26	37	305	0.381	1:0.59 1:0.41 2.9 15 V, 1.7 A

Figura 2-6 Características del transformador comercial Flyback.

² Inductancia del primario medida a 250K Hz, 0.7Vrms, 0A dc	50μH
⁵ Inductancia de pérdidas, medidas en el primario con los pines del secundario cortocircuitados.	0.381 μH
⁶ Relación de transformación del primario y el secundario conectados en paralelo.	1: 0.59
⁷ Salida de corriente del secundario	15V , 1.7A

Tabla 2-3 Resumen de las características principales de la bobina del Flyback elegida.

La inductancia de dispersión (o pérdidas) corresponde a aquella fracción de la energía que circula por el primario y no se transmite al secundario. Esta inductancia obliga a colocar un circuito snubber que evacúe dicha energía, que de lo contrario sería soportada por íntegramente por los condensadores del MOSFET, produciendo la rotura del mismo.

En el circuito equivalente simplificado de la bobina (Figura 2-7) esta inductancia se reparte entre el devanado primario y secundario, no necesariamente de manera uniforme. Para el montaje en PSIM caso se ha considerado el peor caso, que se produce cuando toda la inductancia magnetizante se encuentra totalmente localizada en el primario.

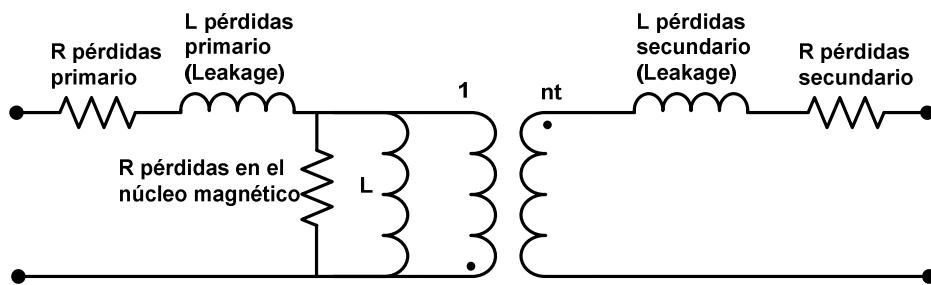


Figura 2-7 Circuito equivalente simplificado de las bobinas acopladas del Flyback.

Al realizar el montaje del circuito, los pines del transformador se conectarán como se indica en la Figura 2-8.

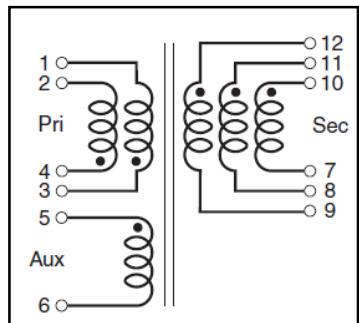


Figura 2-8 Pin-out del transformador Flyback.

Primario:

- Pines 1 y 2 cortocircuitados.
- Pines 4 y 3 cortocircuitados.
- Pines 5 y 6 no se utilizan.

Secundario:

- Pines 12, 11, y 10 cortocircuitados.
- Pines 7, 8 y 9 cortocircuitados.

2.2.4 MOSFET

El transistor es el elemento que conmuta en el convertidor Flyback, este dispositivo trabaja en corte y saturación, Figura 2-9, por lo tanto funciona como un interruptor con dos estados: encendido y apagado.

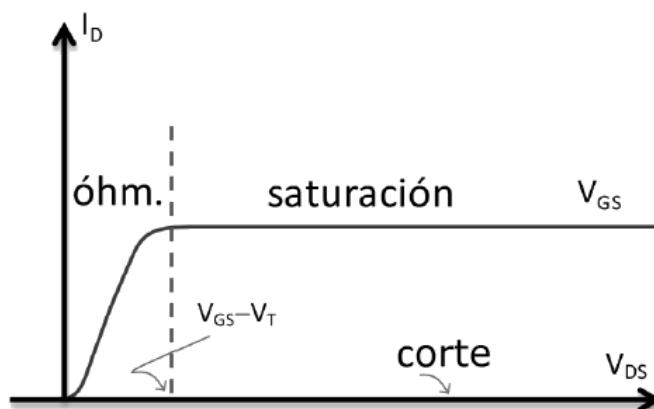


Figura 2-9 Zonas de funcionamiento de un MOSFET.

La señal de encendido y apagado proviene del circuito de control, que dependiendo del modo de funcionamiento analógico o digital, provendrá del circuito integrado UC3843 o del microcontrolador. El MOSFET para trabajar requiere una tensión y corriente mínima de funcionamiento, cuando el circuito de control no es capaz de proporcionar

estos valores de tensión y de corriente se diseña un circuito *driver*. En el caso del circuito de control analógico es el propio UC3843 quien proporciona estos valores, sin embargo en el circuito de control digital el microprocesador es capaz de dar a la salida una tensión de 5V como máximo y una corriente de 20mA, en este caso se ha utilizado como driver el opto driver ACPL-312T-000E (este tema se trata con mayor detalle en el capítulo 3, control digital).

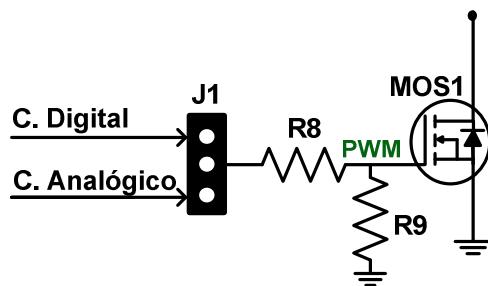


Figura 2-10 Esquema del MOSFET de la señal PWM.

En la Figura 2-10 las resistencias R8 y R9 sirven para que entre corriente por la puerta del MOSFET, los valores de las mismas son los que aparecen en la Tabla 2-4.

MOSFET	IRF 312
Resistencia R8	330Ω
Resistencia R9	100KΩ

Tabla 2-4 MOSFET MOS1 y valores de las resistencias R8 y R9.

Para elegir adecuadamente el MOSFET se ha de tener en cuenta según [5] los siguientes parámetros:

- 1) Máxima tensión drenador – fuente, V_{DSS} . Tensión máxima que soportará el MOSFET sin romperse (ruptura de la unión).
- 2) Máxima corriente media del drenador, I_D .
- 3) Tensión umbral y máxima de puerta, V_{GS} . Tensión proporcionada por el circuito de control o en su lugar el driver. La tensión umbral cambia con la temperatura.
- 4) Velocidad de conmutación. Este parámetro define el tiempo que tarda el MOSFET en pasar de corte a saturación. El fabricante define principalmente cuatro tiempos: t_{don} tiempo de retraso de encendido, t_r tiempo de subida, t_{doff} tiempo de retraso de apagado y t_{df} tiempo de bajada. La velocidad de conmutación está asociada a las capacidades parásitas del MOSFET que son: capacidad lineal (C_{gs}), capacidad de transición (C_{ds}) y capacidad de Miller (C_{dg}). Las pérdidas en los MOSFETs dependen, entre otros factores, de la carga y descarga de estos condensadores, especialmente cuando la frecuencia de conmutación es de valor elevado. Por otro lado cabe destacar que estos condensadores a altas frecuencias pueden introducir retraso en el sistema.

- 5) Resistencia en conducción, R_{DS} . Este es un parámetro fundamental del MOSFET, las pérdidas por conducción están estrechamente relacionadas con su valor. Por lo tanto, cuanto menor sea su valor, mayor será el rendimiento del convertidor.

Considerando estos parámetros el MOSFET elegido es el IRFB31N20D con encapsulado TO-220.

2.2.4.1 Cálculo de pérdidas en el MOSFET.

Las pérdidas totales del MOSFET son la suma de: las pérdidas por encendido, conducción y apagado del dispositivo.

En ambos cálculos utilizan los valores de corrientes y tensiones del convertidor Flyback simulado en PSIM.

2.2.4.1.1 Pérdidas por conducción.

Las pérdidas por conducción en el MOSFET se calculan con la expresión (1)

$$P = I_{eff}^2 \cdot R_{DS\ ON} \cdot \psi \quad (1)$$

El término ψ corresponde a un coeficiente de seguridad, en este caso se le ha asignado el valor de 2.

La corriente eficaz se obtiene mediante simulación en PSIM, considerando las condiciones más desfavorables que son a plena carga.

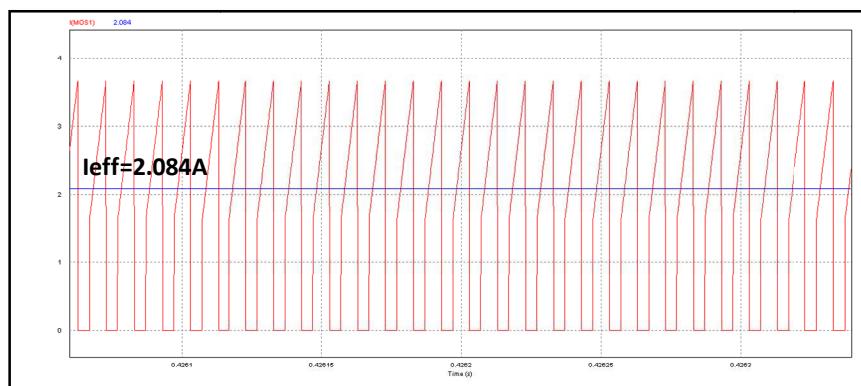


Figura 2-11 Corriente eficaz circulando a través del MOSFET.

Conforme la hoja de características del MOSFET, Figura 2-12, el valor de la resistencia en conducción es 0.082Ω .

V_{DSS}	$R_{DS(on)\ max}$	I_D
200V	0.082Ω	31A

Figura 2-12 Características extraídas del datasheet del MOSFET.

Por lo tanto, sustituyendo en (1) las pérdidas en conducción del MOSFET son $P_{conducción} = 0.712W$.

2.2.4.1.2 Pérdidas por conmutación.

Las pérdidas por conmutación son la suma de las pérdidas por encendido y las pérdidas por apagado. Sólo se han calculado las pérdidas por encendido y se considerarán de forma muy aproximada, las pérdidas de apagado como dos veces las de encendido.

La expresión para el cálculo de las pérdidas por encendido es (2)

$$P = \frac{1}{2} \cdot C_{oss} \cdot V_{max}^2 \cdot f_{sw} \quad (2)$$

En este cálculo se tiene en cuenta el valor de la capacidad de salida C_{oss} , este valor es dado por el fabricante, junto con la capacidad de entrada y la capacidad de Miller. Éstas a su vez dependen de las tres capacidades mencionadas en el epígrafe anterior, Figura 2-13.

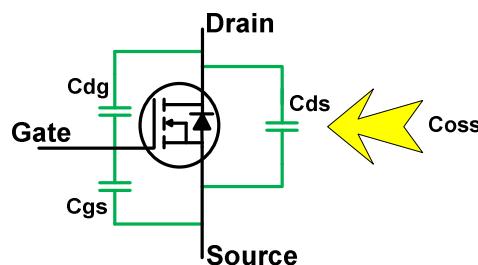


Figura 2-13 MOSFET con capacidades parásitas.

Capacidad de salida se calcula como:

$$C_{oss} = C_{ds} + C_{dg} \quad (3)$$

C_{iss}	Input Capacitance	—	2370	—
C_{oss}	Output Capacitance	—	390	—
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	78	—
C_{oss}	Output Capacitance	—	2860	—
C_{oss}	Output Capacitance	—	150	—
$C_{oss\ eff.}$	Effective Output Capacitance	—	170	—
		pF		V _{GS} = 0V V _{DS} = 25V $f = 1.0\text{MHz}$
		—		V _{GS} = 0V, V _{DS} = 1.0V, $f = 1.0\text{MHz}$
		—		V _{GS} = 0V, V _{DS} = 160V, $f = 1.0\text{MHz}$
		—		V _{GS} = UV, V _{DS} = UV to 160V Ⓢ

Figura 2-14 Detalle de la hoja de características del MOSFET.

La tensión máxima en el MOSFET obtenida mediante simulación en PSIM se muestra en Figura 2-15.

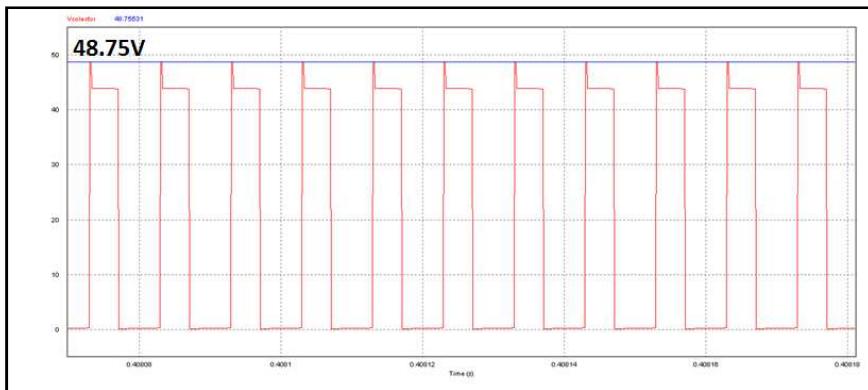


Figura 2-15 Tensión máxima soportada en el drenador del MOSFET.

La potencia consumida durante el apagado es $P_{encendido} = 0.018W$.

La potencia total disipada es $P_{MOS1} = P_{conducción} + 3 \cdot P_{encendido} = 0.766W$.

Al sistema conmutar a una frecuencia de 100 kHz, es normal que las pérdidas por conducción sean mayores que las pérdidas por conmutación.

2.2.4.2 Cálculo del disipador mediante métodos empíricos.

En el convertidor el MOSFET, junto con la resistencia, es uno de los dispositivos que más calor libera, de ahí la importancia de colocar un disipador. Existen dos razones por las cuales se debe colocar un disipador:

- 1) Para que cualquier semiconductor disipe la potencia generada, la temperatura de la unión debe permanecer por debajo del valor máximo dado por el fabricante, para que el dispositivo no sufra daño[6]. En este caso no se realiza este cálculo ya que la potencia total que ha de disipar el MOSFET MOS1 es muy inferior al valor máximo, que según las hojas de características produce la rotura del MOSFET ($P_D=200W$).
- 2) El presente diseño está sujeto a una restricción de temperatura.

El material del disipador térmico utilizado es aluminio sin anodizar para encapsulado TO-220, Figura 2-16.



Figura 2-16 Disipador de Al para TO-220 sin anodizar.

El parámetro que se tiene en cuenta a la hora de elegir el disipador es la resistencia térmica del mismo, cuanto menor sea ésta con mayor facilidad evacuará el calor.

- Cálculo empírico de la resistencia térmica del disipador.

Para medir la resistencia térmica del disipador se monta éste sobre un dispositivo cuyo encapsulado sea TO-220, se mide la temperatura que alcanza el disipador, se calcula la potencia que genera y a partir de ahí se calcula la resistencia térmica del disipador.

No se utiliza directamente el MOSFET porque habría que trabajar a una frecuencia muy baja (10 Hz) para garantizar que las pérdidas en conducción son muy superiores a las pérdidas en conmutación.

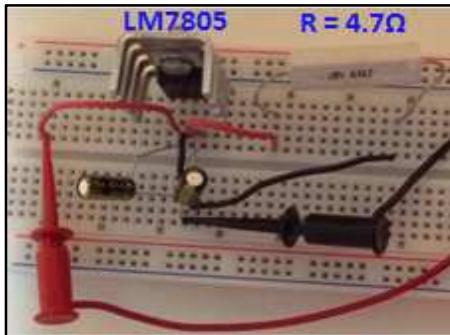


Figura 2-17 Montaje experimental para la medida de la temperatura en el disipador.

- Temperatura medida en el disipador $T_M = 106^\circ\text{C}$.
- Temperatura ambiente $T_A = 24^\circ\text{C}$.
- ΔV del regulador = 2.84V.
- I suministrada por el regulador a la resistencia
 $I = \frac{4V}{4.7\Omega} = 1.06A$
- Potencia generada en el regulador
 $P = \Delta V \cdot I = 3.01W$

Por lo tanto la resistencia térmica del disipador es:

$$R_{dissipador} = \frac{T_M - T_A}{P} = \frac{82^\circ\text{C}}{3.01W} = 27.24^\circ\text{C}/W \quad (4)$$

- Medida de la temperatura en el disipador con el circuito una vez que se ha alcanzado la estabilidad térmica.

Se pone el circuito en funcionamiento y se comprueba con el termómetro del polímetro que la temperatura que alcanza no supera los 39°C , tanto el resultado como el montaje se muestra en la Figura 2-18. Estas medidas se han realizado en la peor condición de funcionamiento, que es, a plena carga.

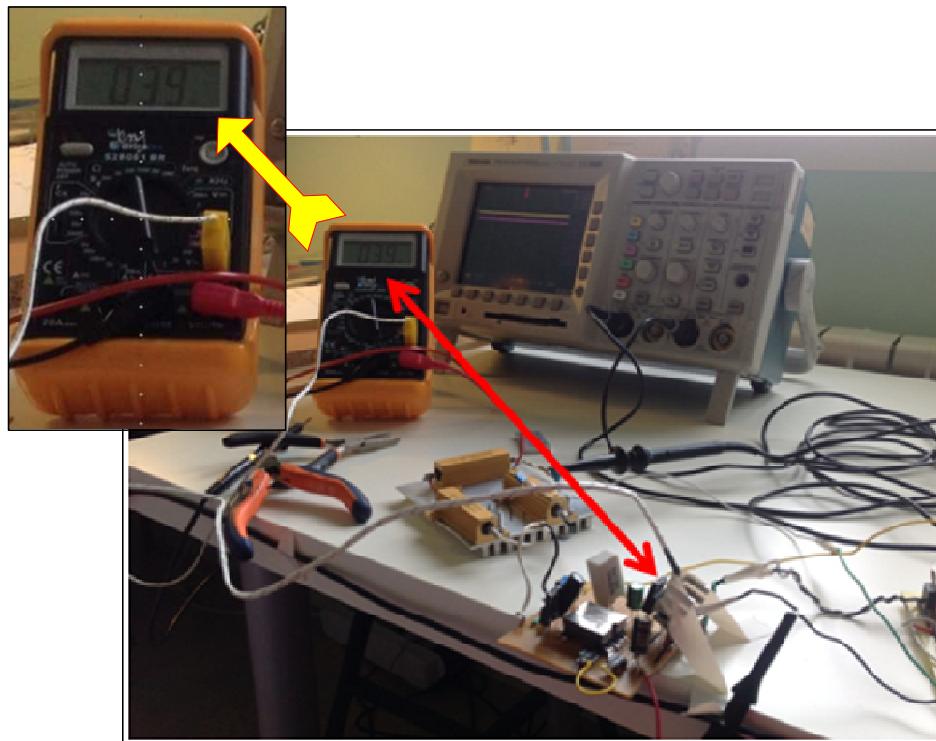


Figura 2-18 Medida de la temperatura del disipador del MOSFET.

Se compara la resistencia térmica de un modelo de disipador similar con tratamiento de negro es inferior a la resistencia del mismo que se ha calculado anteriormente.

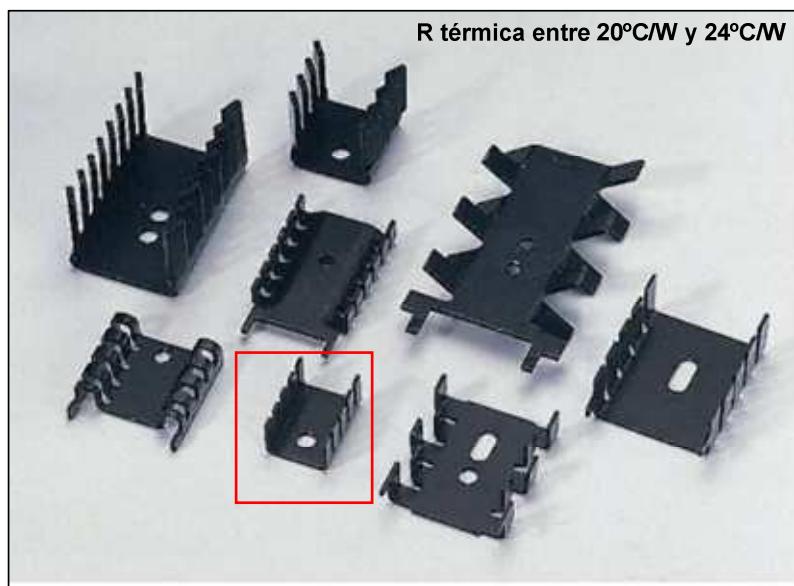


Figura 2-19 Ejemplos de disipadores para TO-220. Código RS: 189-9148.

Los resultados de la comparación de los dos modelos de disipador se encuentran en la

Resistencia térmica del disipador de Al sin anodizar y sin tratamiento negro	27.24 °C/W
Resistencia térmica del disipador de Al con tratamiento de negro.	24 K/W

Tabla 2-5 Resistencias térmicas de disipadores dependiendo de su acabado.

¿Influye el color en la cantidad de calor disipada?

Las formas de transmisión del calor en la naturaleza son básicamente tres: conducción, convección y radiación.

Normalmente la transmisión por radiación se desprecia, pero cuando se trabaja a temperaturas elevadas se debe tener en cuenta. La transmisión del calor por radiación está regida por la ecuación de Stefan-Boltzman.

$$E = \varepsilon \cdot \sigma \cdot T^4 \left\{ \begin{array}{l} \varepsilon \cdot \text{Emisividad} \\ \sigma \cdot \text{Constante de Stefan - Boltzman} \\ T \cdot \text{temperatura del cuerpo} \end{array} \right. \quad (5)$$

A continuación, en la Figura 2-20 se presenta la una tabla con la constante de Stefan-Boltzman con las constantes de distintos materiales.

Surface	For solar radiation	For low-temperature radiation ~25°C
Aluminum, highly polished	0.15	0.04
Copper, highly polished	0.18	0.03
Tarnished	0.65	0.75
Cast iron	0.94	0.21
Stainless steel, no. 301, polished	0.37	0.60
White marble	0.46	0.95
Asphalt	0.90	0.90
Brick, red	0.75	0.93
Gravel	0.20	0.85
Flat black lacquer	0.96	0.95
White paints, various types of pigments	0.12–0.16	0.90–0.95

Figura 2-20 Tabla con la constante Stefan-Boltzman de distintos materiales.

Se aprecia que los cuerpos negros tienen una constante de Stefan-Boltzman próxima a la unidad, por lo tanto son capaces de transmitir mayor cantidad de energía por radiación. Este efecto es desapercibible a bajas temperaturas, pero a medida que ésta aumenta es un factor importante a tener en cuenta.

2.2.5 Diseño del snubber RCD del Flyback.

El circuito de snubber tiene como misión evacuar la energía que, debido a la L de dispersión, no se transmite al secundario del Flyback y que puede dañar seriamente el MOSFET por el “picotazo” de tensión que se produce en durante el paso de corte a saturación del MOSFET. La Figura 2-21 muestra los valores de tensión que se alcanzan en el MOSFET con y sin snubber.

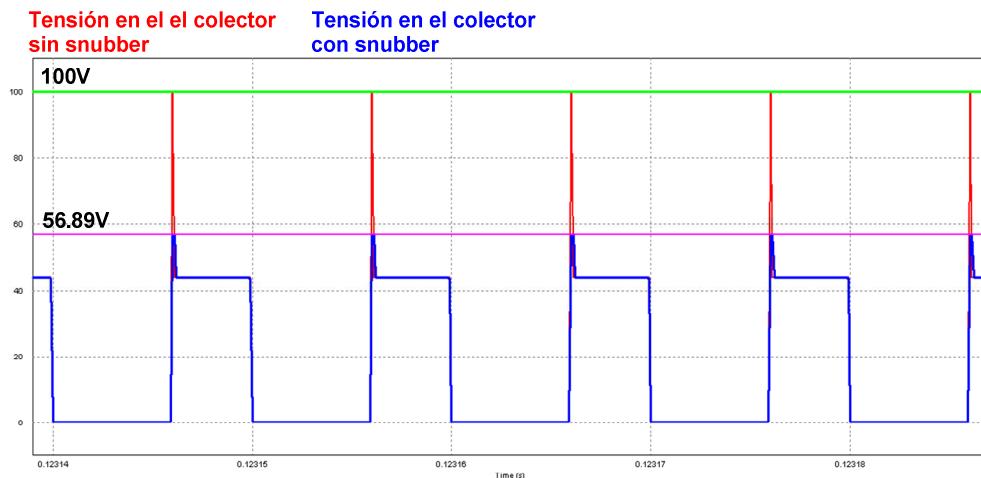


Figura 2-21 Comparativa de la tensión en el colector del MOSFET del Flyback con y sin snubber.

Un circuito de snubber se puede utilizar con varias finalidades en un circuito [7], en este caso se utiliza como protección de tensión del MOSFET.

Existen además varios tipos de snubbers, pero los más utilizados son:

- Snubber RC, condensador – resistencia.
- Snubber RCD, diodo – condensador – resistencia.

En este caso se ha diseñado un snubber RCD, el principal inconveniente de éstos es que la potencia que disipan en la resistencia. Si el rendimiento es un parámetro crítico del diseño, se pueden adoptar otras soluciones como snubbers regenerativos.

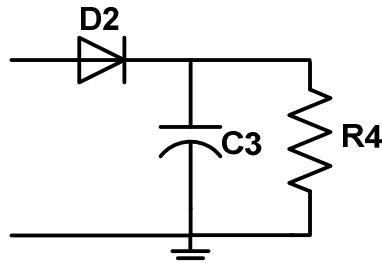


Figura 2-22 Snubber RCD.

A la hora de diseñar el circuito se tendrá en cuenta que la frecuencia de corte del snubber sea mucho menor que la frecuencia de conmutación, garantizando así que la tensión en el condensador del snubber no varía significativamente durante los encendidos y apagados del MOSFET.

La potencia disipada por el snubber es 0.95W. La potencia total del sistema es 24W. Por lo tanto, la energía que se disipa en el snubber representa un 3.95% de la potencia total.

Los valores del snubber se resumen en la Tabla 2-6.

Diodo D2	MUR 460
Condensador C3	33µF y 100V
Resistencia R4	3.3KΩ y 5W

Tabla 2-6 Valores de los componentes del snubber.

2.2.6 Resistencia de carga del convertidor.

Para una tensión de salida de 15V del convertidor y una potencia de 25W la resistencia de salida deberá ser:

$$R = \frac{V_o^2}{P} = 9\Omega \quad (6)$$

La resistencia de salida son dos resistencias acorazadas de ARCOL de 4.7Ω cada una y 50W, la resistencia total es de 9.4Ω . Además se generará desde el microcontrolador un escalón de carga, para ello se colocará una resistencia HS50 de 20Ω , con este valor de resistencia, el sistema pasa del continuo al discontinuo. El circuito necesario para generar el escalón de carga es como se muestra en la Figura 2-23.

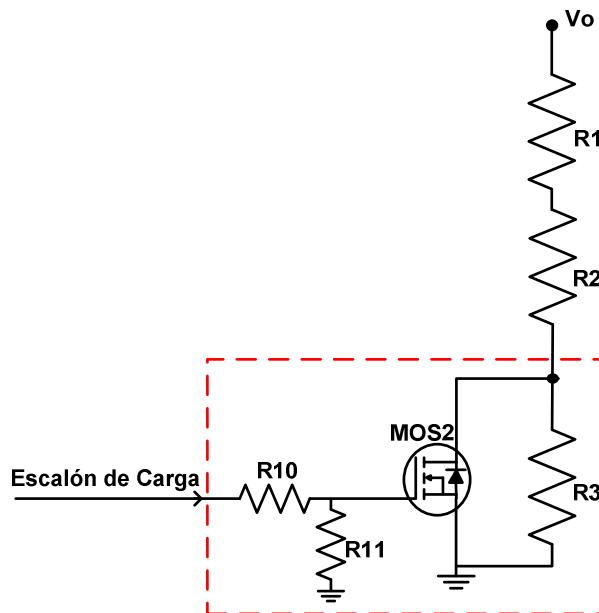


Figura 2-23 Circuito de carga y escalón de carga resistivo.

Los valores de los componentes de la carga resistiva se recogen en la Tabla 2-6.

Resistencia R1	4.7Ω (HS50)
Resistencia R2	4.7Ω (HS50)
Resistencia R3 para escalón de carga.	20Ω (HS50)
MOSFET MOS2 para escalón de carga.	IRF 540
Resistencia R11	$100\text{ K}\Omega$
Resistencia R10	33Ω (0.5W)

Tabla 2-7 Resumen de los valores de los componentes de la carga resistiva del circuito.

La resistencia de salida es el elemento que más energía disipa en todo el circuito. Considerando que existe una restricción de temperatura máxima de 60°C, se ha de elegir un disipador para evacuar el calor que generan las mismas.

Al tratar de calcular la temperatura en la superficie de la coraza de la resistencia, conforme a las indicaciones que proporciona el fabricante [8] se detectó que el valor de la resistencia térmica dada es incorrecto, por lo que se procedió al cálculo experimental de dicho valor.

2.2.6.1 Medida experimental de la resistencia térmica de la resistencia HS50 de ARCOL.

La resistencia térmica proporcionada por el fabricante Arcol relativa a las resistencias de aluminio acorazada, modelo HS50, es incorrecto, pues los cálculos del incremento de temperatura realizados, teniendo en cuenta este valor, son muy superiores al valor de la temperatura medida con un termopar. Por lo tanto se procede al cálculo experimental de dicho valor.

Para proceder al cálculo experimental, en primer lugar se hace pasar una corriente conocida por la resistencia, teniendo cuidado de que la disipación de la misma sea convección natural. La medida de la temperatura se realizó con un termopar y el polímetro.

Resultados experimentales se resumen en la Tabla 2-8.

Tensión en los extremos de la resistencia	4.8V
Potencia disipada en la resistencia	4.9W
Temperatura medida en la carcasa.	79°C
Temperatura ambiente.	18°C

Tabla 2-8 Resultados de la medida experimental.

A continuación, a partir de los datos de la Figura 2-24 provenientes de la hoja de características de VISHAY, se calcula la expresión de la curva C, que corresponde a las resistencias HS50. A partir de dicha expresión se calculará la temperatura que se alcanza en el interior de la resistencia, cuando no se disipa potencia a través ella, lo cual constituye el peor caso de funcionamiento, pues la resistencia deja de tener un comportamiento lineal.

AMBIENT TEMPERATURE DERATING

Derating is required for ambient temperatures above 25 °C, see the following graph.

Curves A, B, C apply to operation of unmounted resistors. Curve D applies to all types when mounted to specified heat sink.

A = RH005 and RH010 size resistor, unmounted

B = RH025 size resistor, unmounted

C = RH050, RH100 and RH250 size resistor, unmounted

D = All types mounted to recommended aluminum heat sink

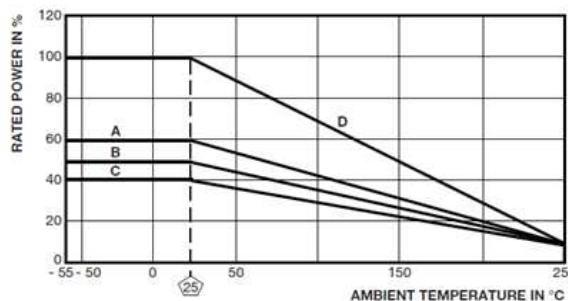


Figura 2-24 Datos de la resistencia equivalente fabricada por VISHAY.

Conforme a C, la expresión de la potencia en función de la temperatura es:

$$P(T) = 40W - \frac{(40W - 10W)}{250\text{ }^{\circ}\text{C} - 25\text{ }^{\circ}\text{C}} \cdot (T - 25\text{ }^{\circ}\text{C}) \quad (7)$$

Si $P(T) = 0$, de acuerdo con (7), entonces $T = 325\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Cuando la temperatura del interior de la resistencia, alcanza su valor máximo ($325\text{ }^{\circ}\text{C}$), dicha resistencia estará evacuando la potencia máxima, que es, conforme a las especificaciones del fabricante, un 40% de su valor nominal (50W).

El fabricante define 4 categorías de resistencias térmicas, cuyas definiciones aparecen en la Tabla 2-9.

RTH1	Thermal resistance ($^{\circ}\text{C/W}$) wire element to Aluminium Housing.
RTH2	Thermal resistance ($^{\circ}\text{C/W}$) Aluminium Housing to Air.
RTH3	Thermal resistance ($^{\circ}\text{C/W}$) Aluminium Housing to Heatsink.
RTH4	Thermal resistance ($^{\circ}\text{C/W}$) Resistor surface to heatsink.

Tabla 2-9 Definición de los tipos de resistencia térmicas definidas por ARCOL.

La disipación de calor desde el interior de la resistencia al aire depende de RTH1 y RTH2. En la Figura 2-25 se muestra el circuito térmico del sistema. En el circuito térmico la potencia va desde el punto más caliente (interior de la resistencia) al más frío, temperatura ambiente.

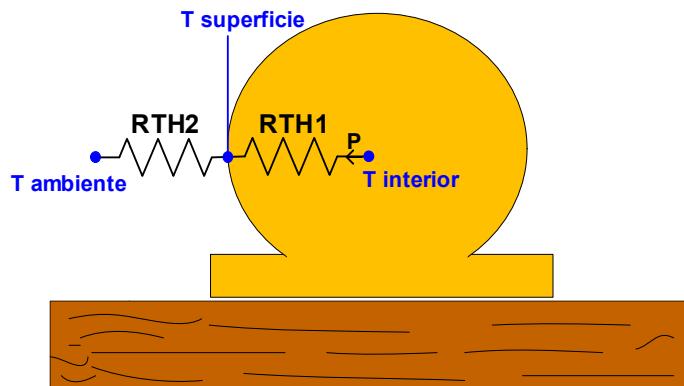


Figura 2-25 Circuito térmico de la resistencia HS50.

La expresión de la diferencia entre la temperatura ambiente y la temperatura interna es:

$$\Delta T = P \cdot (RTH1 + RTH2) \quad (8)$$

A temperatura ambiente la resistencia disipa un 40% de su potencia nominal (50W).

$$RTH1 + RTH2 = \frac{325 \text{ } ^\circ\text{C} - 25 \text{ } ^\circ\text{C}}{0.4 \cdot 50} = 15 \text{ } ^\circ\text{C/W} \quad (9)$$

Los valores para estas resistencias proporcionados por el fabricante se recogen en Figura 2-26.

HS25	HS50	HS75	HS100	HS150	HS200	HS300	
RTH1	3.2	1.9	1.23	1.03	0.79	0.36	0.19
RTH2	4.05	2.44	1.26	1.24	0.83	0.79	0.71
RTH3	0.06	0.06	0.05	0.07	0.02	0.02	0.03
RTH4	0.25	0.28	0.08	0.10	0.08	0.12	0.06

Figura 2-26 Valor de las resistencias térmicas proporcionadas por el fabricante Arcol para una resistencia HS50.

Supóngase que el valor de RTH1 es correcto, entonces RTH2 tiene un valor de 13.1 °C/W. Siendo así, se recalcula el valor del incremento de temperatura que se produce en la superficie de la resistencia cuando disipa 4.9W.

$$\Delta T = 4.9 \text{ W} \cdot 13.1 \text{ } ^\circ\text{C/W} = 64.21 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (10)$$

La temperatura de la superficie es

$$T_s = \Delta T + T_a = 64.21 \text{ } ^\circ\text{C} + 18 \text{ } ^\circ\text{C} = 82.21 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (11)$$

Se comprueba que el valor de la temperatura teórica en la superficie, tras recalcular el valor de la resistencia térmica RTH2, es próximo al valor medido (79°C).

Este valor no se ajusta con el requisito establecido al inicio del capítulo de no superar 60°C, por lo tanto se coloca un disipador a las resistencias de carga a fin de disminuir la temperatura.

2.2.6.2 Cálculo de la temperatura en la superficie de la resistencia de salida con disipador.

La disminución del valor de la temperatura en la superficie de la coraza de la resistencia se logra fijando la resistencia a un disipador, si además, la convección es forzada, por ejemplo utilizando un ventilador, la temperatura de la superficie disminuye más.

A continuación se realiza el cálculo teórico del valor que se alcanzaría en la superficie de la resistencia considerando que la resistencia está situada sobre un disipador con ventilador.

Se considera un modelo de disipador LAM 150x50mm con ventilador de 12V.

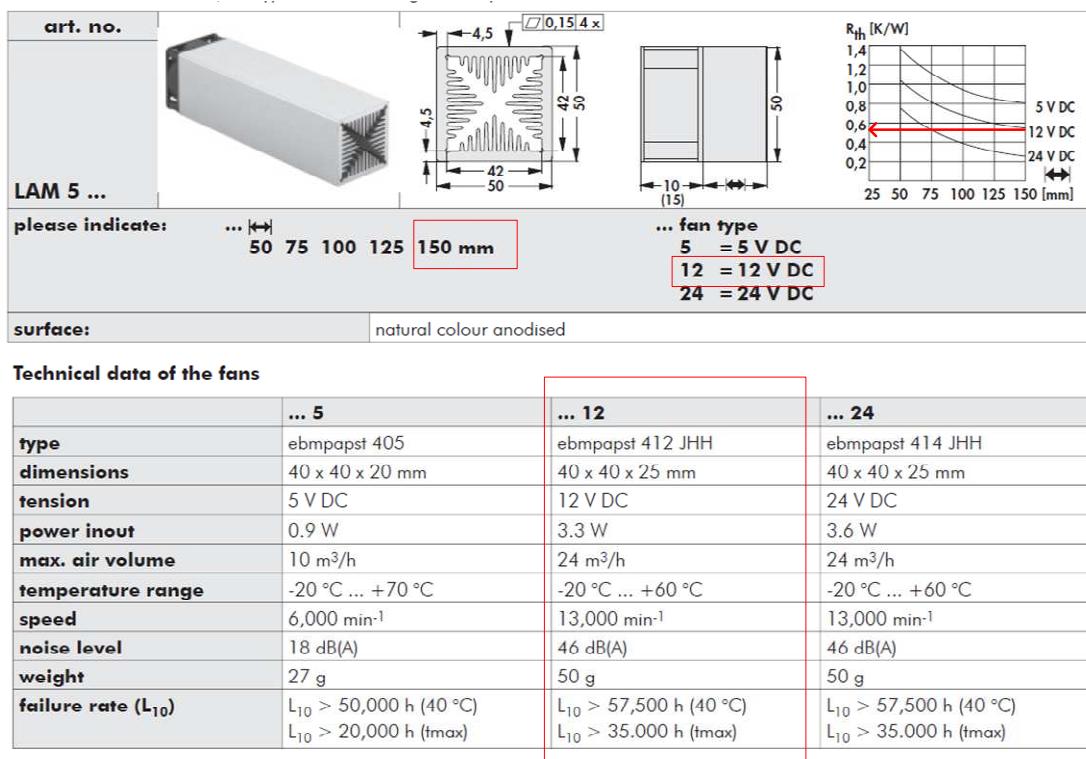


Figura 2-27 Características técnicas del disipador.

Dada las curvas características proporcionadas por el fabricante del disipador la resistencia térmica del mismo es 0.6 °C/W. En total las dos resistencias disiparán una energía de 24W.

El incremento de temperatura en la superficie del disipador viene dada por:

$$\Delta T = 0.6 \text{ } ^\circ C/W \cdot 24W = 14.4 \text{ } ^\circ C \quad (12)$$

La temperatura en la superficie del disipador se calcula mediante (13).

$$T_{Sup \text{ } disipador} = \Delta T + T_A = 14.4 \text{ } ^\circ C + 23 \text{ } ^\circ C = 37.4 \text{ } ^\circ C \quad (13)$$

El fabricante ARCOL, define la temperatura en la superficie de la resistencia, considerando esta disposición como T^\wedge . El diagrama térmico del sistema se muestra en

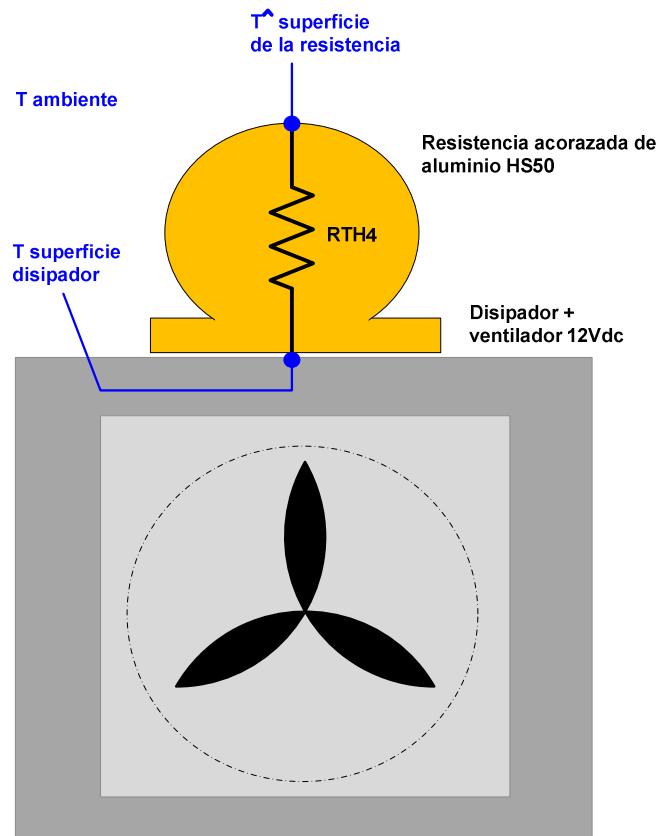


Figura 2-28 Esquema del circuito térmico de la resistencia con disipador.

La temperatura en la superficie de la resistencia se calcula del siguiente modo:

$$\begin{aligned} T^\wedge &= (RTH4 \cdot P) + T_{Sup \text{ } disipador} = (0.28 \text{ } ^\circ C/W \cdot 24W) + 37.4 \text{ } ^\circ C \\ &= 44.12 \text{ } ^\circ C \end{aligned} \quad (14)$$

Por lo tanto, si las resistencias son montadas sobre un disipador con ventilador (convección forzada), entonces el sistema cumple el requisito de temperatura máxima ($60^\circ C$) impuesto al principio, dado que la temperatura en la superficie de la resistencia alcanza un valor de $44.12 \text{ } ^\circ C$.

2.2.7 Circuito de sensado de la tensión de salida.

Para sensar la tensión de salida que se utiliza como señal de realimentación del sistema se emplea un divisor resistivo. Formado por una resistencia fija y un potenciómetro, Figura 2-29.

Cuando se cambie del modo de control digital al modo de control analógico, deberá cambiarse la ganancia del sensor de tensión, cambiando para ello el parámetro α del potenciómetro, véase Tabla 2-10.

Ganancia de la red β del control digital.	$0.5V / 15V = 0.0333$
Ganancia de la red β del control analógico.	$2.5V / 15V = 0.1666$

Tabla 2-10 Ganancia de del sensor de salida de tensión conforme al tipo de control.

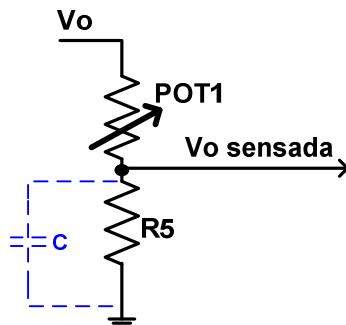


Figura 2-29 Sensor resistivo de la tensión de salida.

Normalmente, paralelo a R5, se colocaría un condensador para filtrar la señal, en este caso no es necesario porque la dinámica del sistema es muy lenta.

La ganancia del sensor se calcula como (15).

$$\beta = \frac{R5}{R5 + \alpha \cdot POT1} \quad (15)$$

Los valores de los componentes son

Resistencia R5	100Ω	
Potenciómetro POT1	5 KΩ	
α de POT1	Control Digital	0.58
	Control Analógico	0.10

Tabla 2-11 Valores de los componentes del sensor de tensión de salida.

2.3 Otros elementos.

Con la finalidad de monitorizar ciertas señales de la etapa de potencia se diseñó dos circuitos auxiliares:

- Un transductor corriente – tensión con un sensor LEM.
- Un filtro paso bajo para obtener una señal con menos ruido de la tensión de salida.

2.3.1 Sensor de corriente LEM.

El sensor de corriente LEM LTSR-6NP de lazo cerrado, este dispositivo está basado en el efecto HALL, transforma la corriente medida en una tensión proporcional. La finalidad de esta aplicación es monitorizar la corriente de salida durante los escalones de carga Flyback evitando utilizar sondas de corriente, puesto que la maqueta ensayada está pensada para ser portátil, se ha tratado de evitar el uso de una sonda de corriente profesional debido a su dificultad para el traslado continuo.

La ganancia del sensor se muestra en la Figura 2-30.



Electrical data			
I_{PN}	Primary nominal current rms	6	A
I_{PM}	Primary current, measuring range	0 .. ± 19.2 ¹⁾	A
I_p	Overload capability	250	A
V_{OUT}	Output voltage (Analog) @ I_p $I_p = 0$	$2.5 \pm (0.625 \cdot I_p / I_{PN})$	V
V_{REF}	Reference voltage (internal reference), Ref _{out} mode	2.5 ³⁾	V
	Reference voltage (external reference), Ref _{in} mode	1.9 .. 2.7 ⁴⁾	V
G	Sensitivity	104,16	mV/A
N_s	Number of secondary turns (± 0.1 %)	2000	
R_L	Load resistance	≥ 2	kΩ
C_{Lmax}	Maximum capacitive loading	500	pF
R_{IM}	Internal measuring resistance (± 0.5 %)	208.33	Ω
TCR_{IM}	Temperature coefficient of R_{IM}	< 50	ppm/K
V_C	Supply voltage (± 5 %)	5	V
I_C	Current consumption @ $V_C = 5$ V	Typ	$28 + I_s^5 + (V_{OUT} R_L)$ mA

Figura 2-30 Sensor LEM. Principales características del sensor.

El circuito de acondicionamiento del sensor está compuesto por un regulador 7805 que proporciona la tensión para el funcionamiento del sensor y de un divisor resistivo a la salida del mismo, Figura 2-31. La nota de aplicación [9], proporciona más detalles sobre el funcionamiento del mismo.

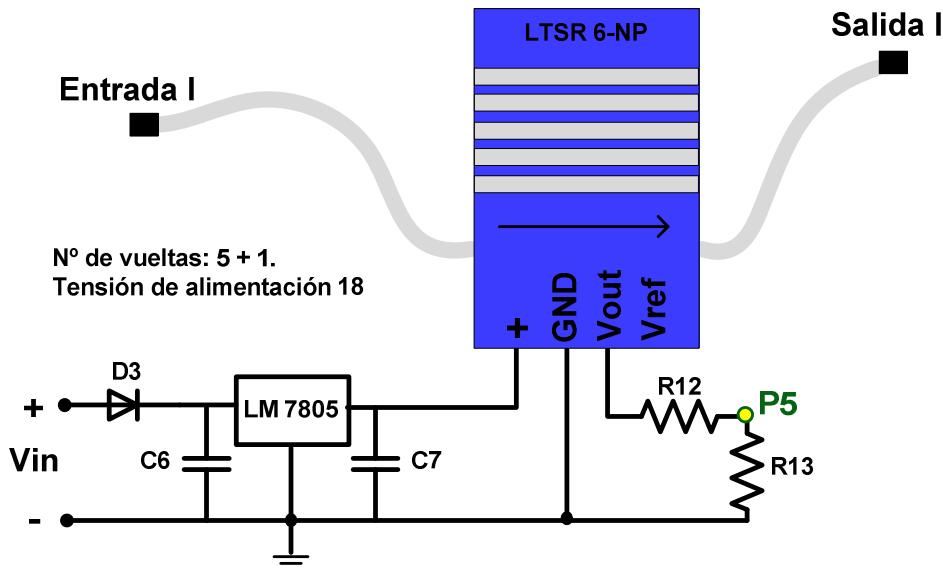


Figura 2-31 Circuito de acondicionamiento del sensor LEM

Es importante que se tenga cuidado al conectar el sensor, la flecha indica el sentido de la corriente, la entrada del sensor se coloca en el punto P1 y la salida en el punto P2. El punto P5 en el sensor sirve para ver la tensión que es proporcional a la corriente que circula a través del sensor LEM. La Tabla 2-12 contiene los valores del circuito de acondicionamiento del sensor LEM.

Diodo D3	MD4007
Condensador C6	10µF y 35V
Condensador C7	10µF y 35V
Resistencia R12	4,6 KΩ
Resistencia R13	4,6 KΩ

Tabla 2-12 Valores de los componentes del sensor LEM.

2.3.2 Filtros de para la medida.

Normalmente los osciloscopios tienen filtros en las sondas para mejorar la calidad de captura de la señal, dado que el osciloscopio que se está utilizando no los tiene, se han implementado como se muestra a continuación. Considerando que la dinámica del sistema es muy lenta y que el ancho de banda del filtro es mucho mayor, se concluye que la medida de las señales no se ve afectada por la adición del mismo.

Para el filtrado de la señal de salida se ha utilizado un filtro RC paso bajo. La función de transferencia del filtro paso bajo es (16) y en la Figura 2-32 se muestra el diagrama de Bode del mismo. La frecuencia de corte del filtro es 16KHz.

$$F(s) = \frac{1}{RCs + 1} \quad \left\{ \begin{array}{l} R = 1 K\Omega \\ C = 10 nF \end{array} \right. \quad (16)$$

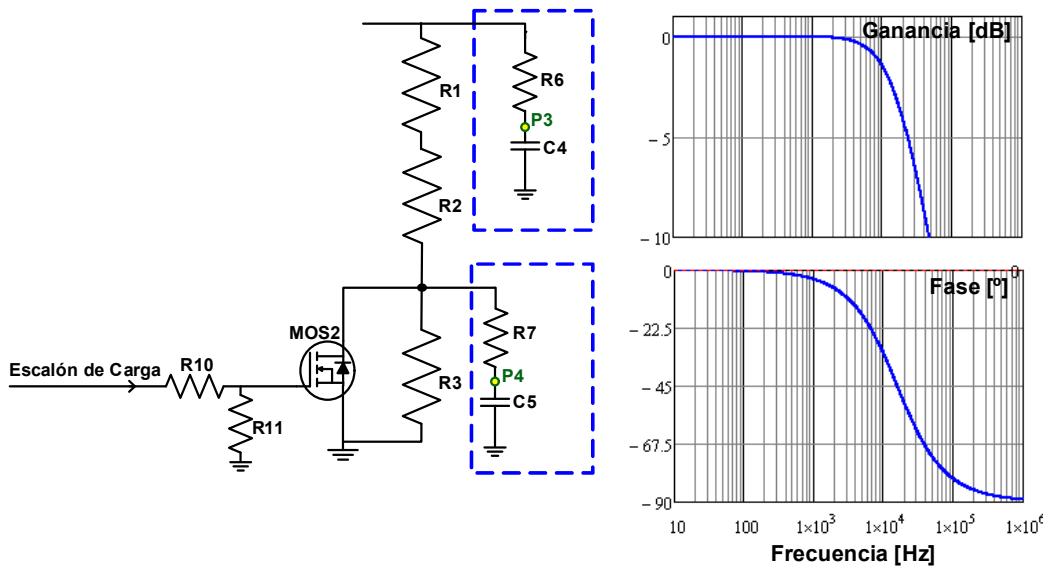


Figura 2-32 Análisis de los filtros paso bajo mediante diagrama de Bode.

2.4 Circuito final de la planta del convertidor Flyback.

El esquemático de la Figura 2-33 corresponde al circuito en PSIM. No se han incluido las resistencias R8, R9, R10 y R11 del manejo de los MOSFETs (MOS1 y MOS2). Se han incluido resistencias e inductancias parásitas.

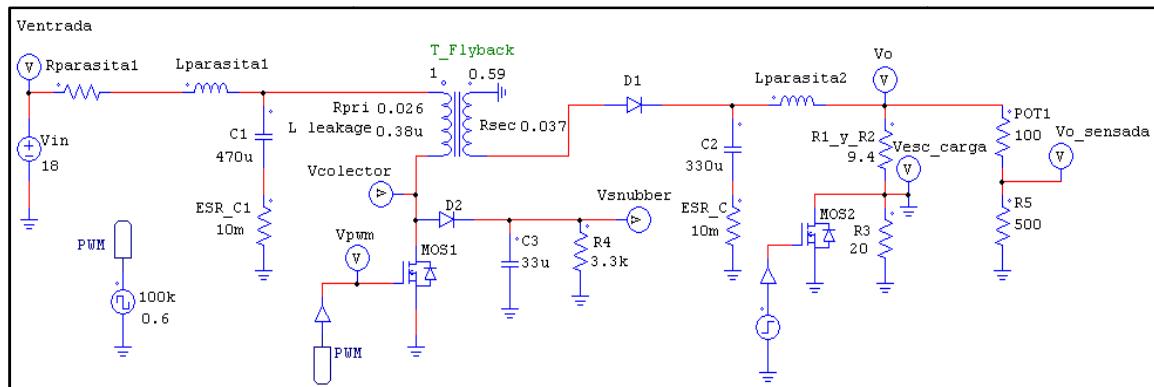
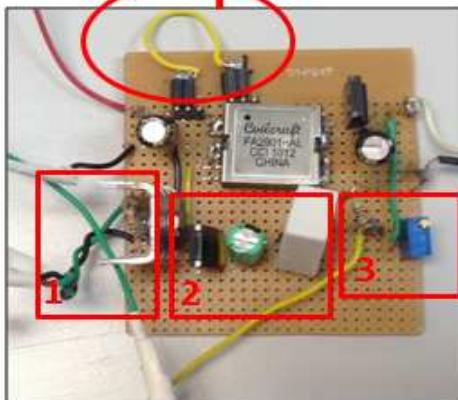
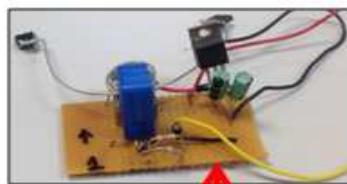


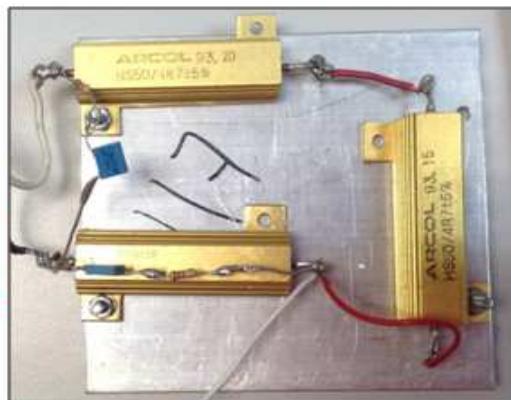
Figura 2-33 Esquemático en PSIM de la etapa de potencia.

En el capítulo 4 y 5 se valida el funcionamiento del circuito anterior. La Figura 2-34 muestra el montaje de la etapa de potencia del convertidor Flyback.

Sensor LEM



**Cargas resitivas y
filtros de medida**



- (1) MOSFET MOS1
- (2) Snubber
- (3) Sensor tensión de salida

Figura 2-34 Fotos de la maqueta del convertidor Flyback.

CAPÍTULO 3. CONTROL DEL CONVERTIDOR Y COMUNICACIONES.

3.1 Introducción.

Este capítulo está orientado a la configuración de los dispositivos de control necesarios (analógicos y digitales) para implementar el control por tensión del convertidor flyback. Adicionalmente se configurará la interfaz que permita la comunicación entre el microcontrolador y el PC, pudiendo ser configurado el convertidor desde el PC.

Para implementar el control analógico se utilizará el circuito integrado UC3843, al finalizar el epígrafe de control analógico se tendrá implementado en PSIM un modelo del mismo.

En el caso del control digital, se utilizará un microcontrolador STM32L (Cortex M3) basado en la arquitectura ARM y su plataforma de desarrollo Discovery. En esta sección se realizará una breve introducción histórica a esta reciente filosofía de programación. Finalmente se tratará la configuración de los periféricos que se utilizan en el proyecto, tanto a nivel de software como de hardware.

Para finalizar se diseñará un interfaz de usuario en Mathcad, que permita controlar desde el PC y en tiempo real el convertidor Flyback.

3.2 Control Analógico.

La familia de moduladores UC3842/3/4/5 fue comercializada por primera vez por Unitrode Corp (hoy Texas Instruments). Son dispositivos de bajo coste especialmente diseñado para la implementación de controles de corriente de convertidores DC/DC en aplicaciones off-line con el menor número de componentes para ello.

Para realizar la fuente de tensión analógica se va a emplear el dispositivo UC384X. La explicación de su funcionamiento corresponderá al dispositivo UC3842 porque las diferencias entre ambos son pocas y este es el que viene implementado en las librerías de PSIM. Además ha de aclararse que si bien estos dispositivos están especialmente orientados hacia un control por corriente de pico, en este caso se empleará en un control de tensión[10].

3.2.1 Configuración del circuito integrado UC3843.

Si bien el UC3843 se utiliza para el control por corriente, en esta ocasión se utilizará para el control por tensión.

La estructura interna del UC3842/3 es como se muestra en Figura 3-1.Todo el sistema puede dividirse en cuatro bloques funcionales que son:

- 1) Alimentación, tensión de referencia y GND.
- 2) Oscilador RT/CT
- 3) Amplificador del error.
- 4) Sensor de corriente.

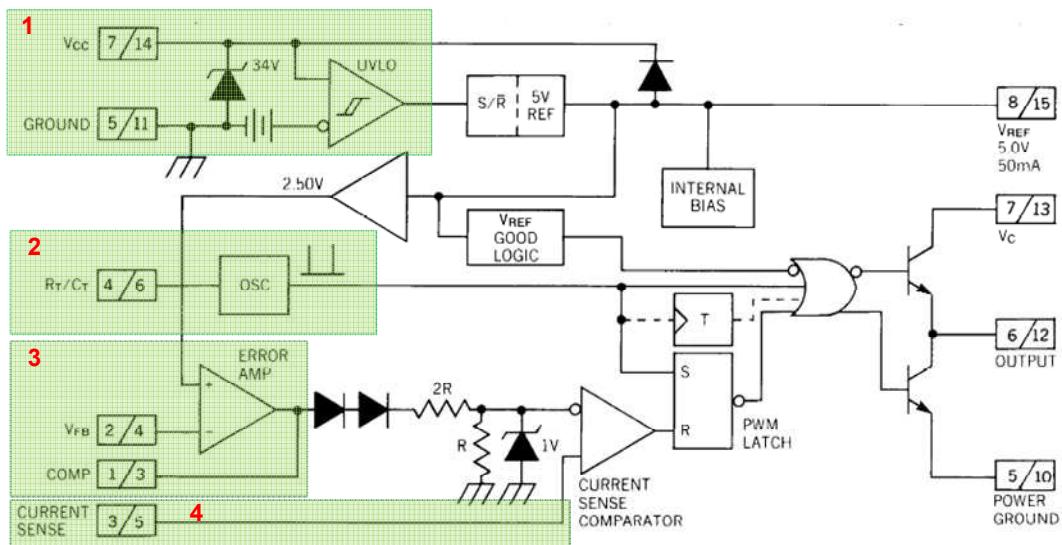


Figura 3-1 Estructura interna del UC3842/3.

En los siguientes epígrafes se explicará el principio de funcionamiento de cada uno de ellos, dichas explicaciones se han extraído de [10].

Debe remarcarse que, si bien el UC3843 se utiliza para el control por corriente, en esta ocasión se utilizará para el control por tensión. En el caso del control por corriente, la rampa de comparación se obtiene a partir de la corriente medida en la bobina, para adaptar UC3843 al control por tensión se generará una rampa artificial de tensión que se conectará al pin 3.

3.2.1.1 Alimentación del circuito, tensión de referencia.

La alimentación y activación del integrado UC3842/3 están gobernadas por un circuito UVLO (Under Voltage-Lock Out). Es un comparador por histéresis que garantiza que, a menos que se alcance la tensión mínima de funcionamiento, no se activa la salida del operacional, ver Figura 3-2. Por otro lado, este sistema funciona como protección ante oscilaciones de la alimentación del dispositivo.

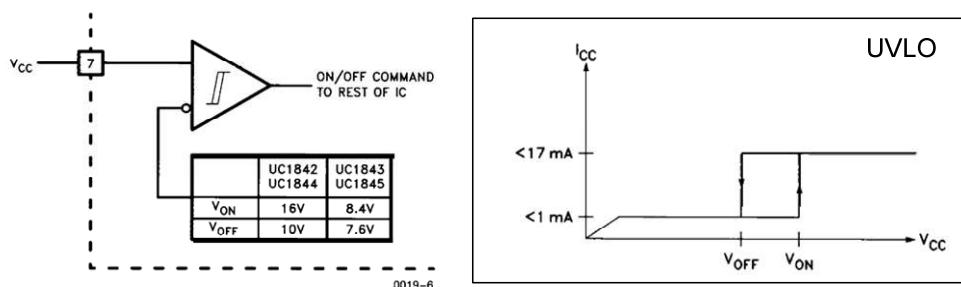


Figura 3-2 Alimentación del UC3843.

Las tensiones de alimentación de los dispositivos de la familia UCX vienen indicados en la Figura 3-3, la que indica que las tensiones de alimentación mínima de arranque requeridas por los integrados UC3842 y el UC3843 son 15V y 8.5V respectivamente. Tanto el modelo UC3842 como el modelo UC3843 pueden alcanzar valores de ciclo de trabajo muy próximos al 100%

IC SELECTION GUIDE		
UVLO START	MAXIMUM DUTY CYCLE	
	<50%	<100%
8.5V	UC3845	UC3843
16V	UC3844	UC3842

Figura 3-3 Tensión de alimentación y ciclo de trabajo máximo de los dispositivos de la familia UC38X.

El dispositivo integrado UC3843 tiene una salida Vref de tensión de continua (Figura 3-4), de valor 5V, que sirve para proporcionar la tensión necesaria a otras partes del circuito, como por ejemplo el oscilador RT/CT.

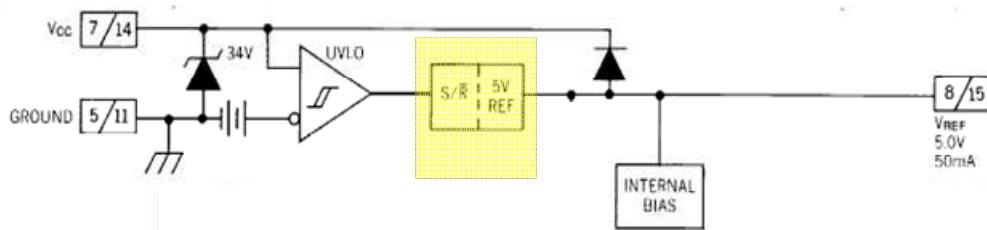


Figura 3-4 Tensión de referencia del dispositivo UC3843

3.2.1.2 Oscilador RT/CT

El oscilador formado por un condensador CT y una resistencia RT es el que fija la frecuencia de conmutación del convertidor Figura 3-5 (a). Para fijar la frecuencia de conmutación el fabricante proporciona una tabla de valores de resistencias y a partir de ahí se calcula el condensador CT Figura 3-5 (b). Los valores para la resistencia RT y el condensador CT para una frecuencia de 100 kHz se han fijado de manera iterativa, partiendo en primer lugar de la tabla mostrada en la Figura 3-5 (b) y posteriormente mediante simulación en PSIM del circuito integrado. Estos valores se muestran en la Tabla 3-2.

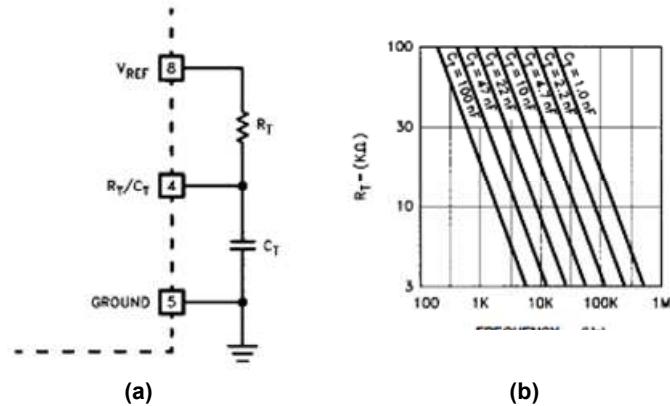


Figura 3-5 Oscilador RT/CT.

El programa de simulación PSIM, entre sus librerías de componentes, incluye UC3842, cuyo esquemático se muestra en la Figura 3-6. Merece la pena remarcar que el fundamento teórico del circuito de descarga coincide con el del popular temporizador LM555.

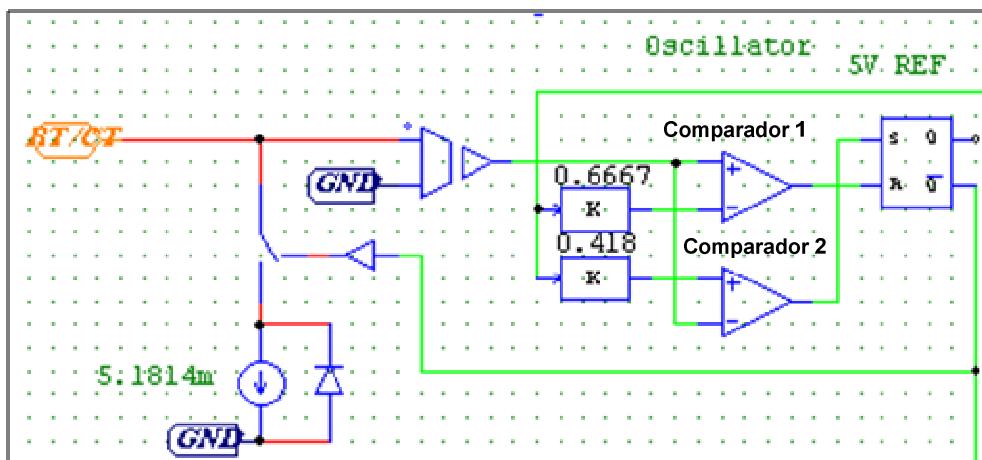


Figura 3-6 Circuito de descarga del oscilador RT/CT del UC3843.

- La entrada RT/CT está conectada externamente al oscilador.
- Las ganancias K definen dos umbrales de tensión, máximo y mínimo, de 3.333V y 2.09V respectivamente, que se utilizan para gobernar la operación de la salida PWM tal y como se explica a continuación.

Supóngase que el condensador se está cargando y parte de 0V, y la tensión del mismo comienza a incrementar su valor. La Tabla 3-1 resume el estado del biestable SR en función de la tensión del condensador, cuyo valor está siendo comparado en Comparador 1 y Comparador 2 de la Figura 3-6. El biestable SR está conectado a al comparador de PWM (pin 6 de salida).

Tensión del condensador	Comparador 1	Comparador 2	Biestable SR	Influencia en la salida PWM
0V – 2.09V	-	+	Set	Flanco de inicio de período
2.09V – 3.333V	-	-	Set	-
3.333V -3.4V	+	-	Reset	-
3.4V - 0V	-	+	Set	Flanco de inicio de período

Tabla 3-1 Estados del biestable SR en función de la tensión en el condensador CT.

Al producirse la señal de reset en el biestable, se activa la fuente de corriente que descarga hasta 0V el condensador, dado que la fuente de corriente tiene un valor elevado de corriente (5.1814mA), la descarga es prácticamente instantánea.

La frecuencia, por lo tanto, depende de la rapidez con la que se carga el condensador y esto a su vez depende de los valores de RT y CT elegidos. Para el montaje experimental de este oscilador, se ha utilizado un potenciómetro para implementar RT y así permitir un ajuste preciso de la frecuencia de conmutación.

Los valores de los componentes de la red de oscilación se resumen en la Tabla 3-2.

CT	2nF
RT (Potenciómetro)	5KΩ

Tabla 3-2 Valores de CT y RT.

3.2.1.3 Rampa artificial de compensación.

En esta aplicación al tratarse de un control por tensión se generó una rampa artificial con un transistor 2Q2222N, la amplitud de la rampa se modifica con un potenciómetro de 5KΩ, mediante el circuito mostrado en la Figura 3-7. El valor de dicha amplitud determina la ganancia de la PWM que se calcula como $1/V_{ramp}$.

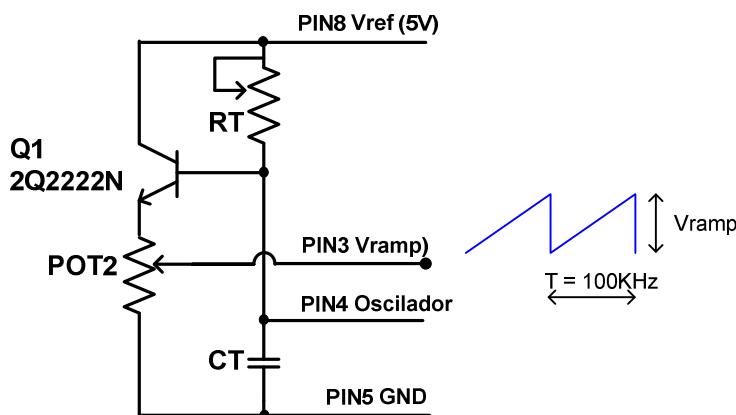


Figura 3-7 Rampa artificial de compensación.

El valor de la amplitud de la rampa es 929mV. Esta amplitud no debe superar 1V, pues hay un diodo zener que limita la tensión procedente del amplificador del error a 1V, como se muestra en la Figura 3-8. Si el valor de la amplitud de la rampa artificial supera

o es menor a 1V, la comparación realizada por el comparador “current sense comparator” será incorrecta.

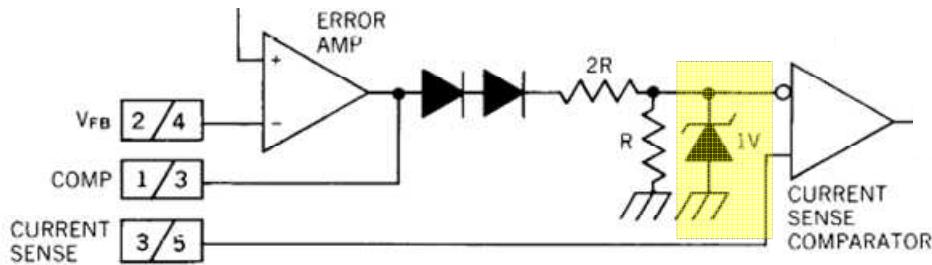


Figura 3-8 Detalle sobre la amplitud de la rampa de comparación.

3.2.1.4 Amplificador del error para la regulación de tensión.

La regulación de la tensión de salida se realiza mediante la utilización de un regulador lineal que se implementa mediante un amplificador de error, tal y como se muestra en la Figura 3-9. En este capítulo no se dan detalles del diseño del regulador, pues este tema será abordado en el capítulo siguiente.

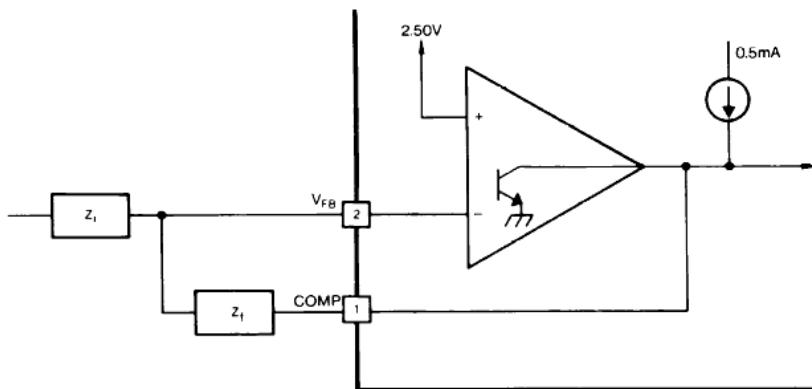


Figura 3-9 Amplificador del error del UC3843.

Al tratarse de un regulador PI, Z2 corresponde a una resistencia y Z1 a una resistencia y condensador en paralelo.

Para diseñar la ganancia del sensor de tensión, se tendrá en cuenta que la tensión de referencia está fijada internamente a 2.5V.

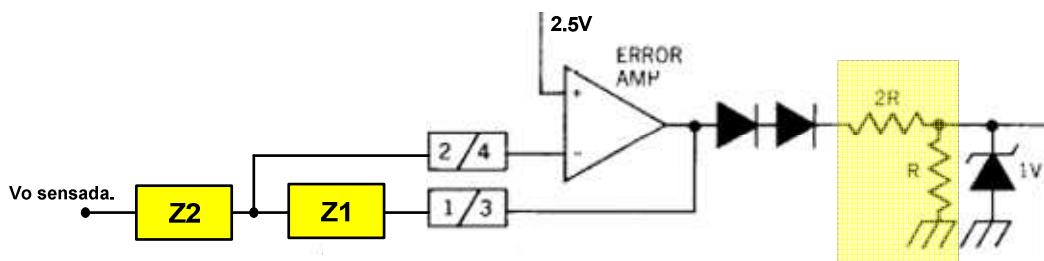


Figura 3-10 Amplificador del error del UC3843. Ganancia del regulador PI.

En el diseño del regulador se debe tener en cuenta que la ganancia está atenuada a razón de 1/3 por el divisor resistivo que se señala en la Figura 3-10.

Por lo tanto la función de transferencia es como se muestra en (1).

$$G(s)_{PI} = -\frac{Z1(s)}{Z2(s)} \cdot \frac{R}{2R + R} = -\frac{Z1(s)}{Z2(s)} \cdot \frac{1}{3} \quad (1)$$

3.2.2 Modelo en PSIM e implementación del circuito integrado UC3843.

El esquema eléctrico del circuito para el control de tensión de salida del convertidor Flyback se muestra en Figura 3-11. Marcado en amarillo se muestran los componentes del regulador de tensión.

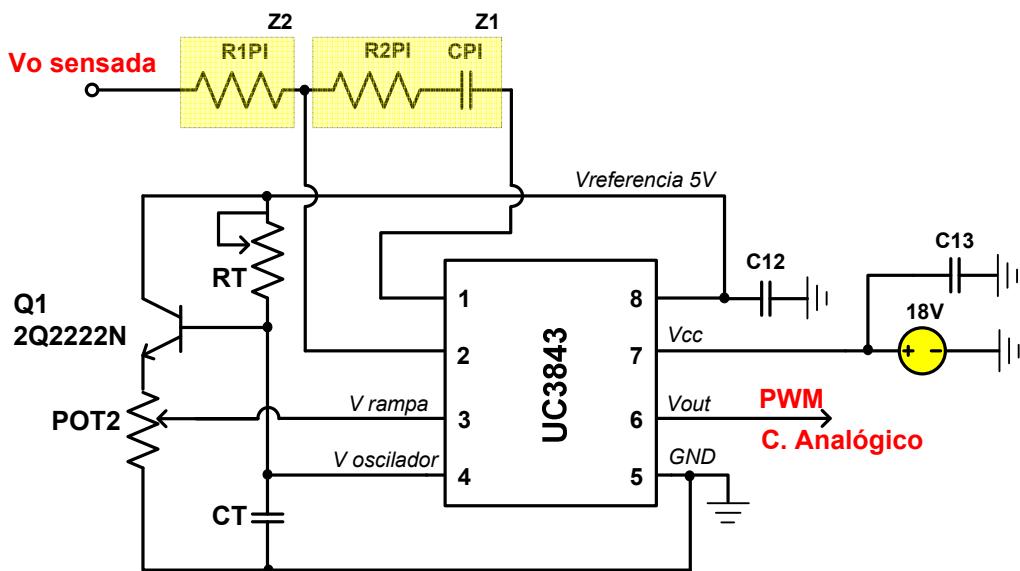


Figura 3-11 Esquema eléctrico del control analógico mediante dispositivo UC3843.

Los condensadores C12 y C13 son condensadores electrolíticos para añadir estabilidad a las tensiones de entrada y de referencia su valor es 10uF.

Los valores del regulador PI compuesto por Z1 y Z2 se establecen a partir del estudio de la estabilidad del sistema que se realiza en el siguiente capítulo.

La Figura 3-12 corresponde al montaje en PSIM, que será utilizado en capítulos posteriores.

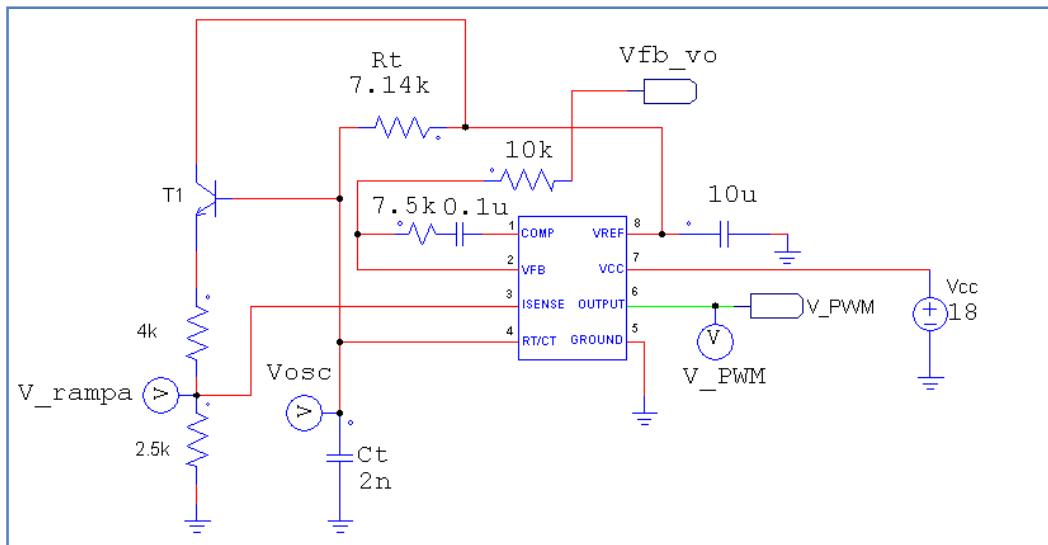


Figura 3-12 Circuito UC3843 para el control analógico por tensión del Flyback montado en PSIM.

La Figura 3-13 corresponde a la implementación práctica, en una placa de puntos del control analógico de tensión del convertidor Flyback.

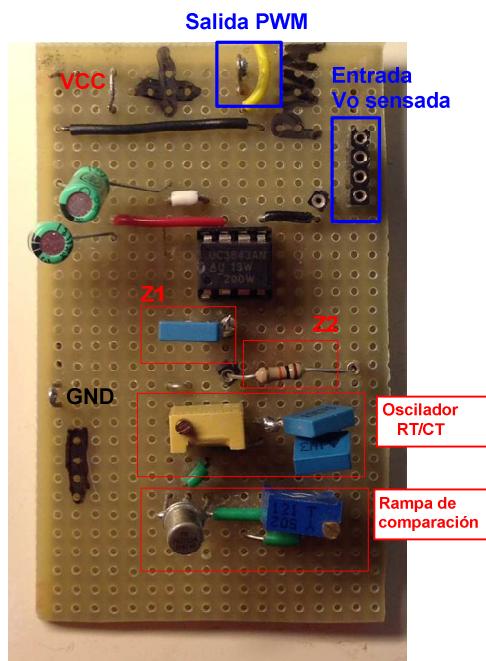


Figura 3-13 Circuito montado del UC3843.

En el quinto capítulo se muestran las formas de ondas relevantes (frecuencia de oscilación RT/CT, rampa de comparación y salida del mismo).

3.3 Control Digital.

El control digital cada vez adquiere mayor relevancia en el panorama de la electrónica de potencia, gracias a las continuas y sustanciales mejoras en velocidad, capacidad de cómputo y de almacenamiento de los microprocesadores. Por esta razón, el control digital es objeto de estudio y desarrollo en el presente proyecto de fin de carrera.

Para el desarrollo de esta parte del proyecto se ha elegido el microcontrolador STM32L (CortexM3) implementado en la plataforma Discovery basado en la arquitectura ARM.

El microprocesador puede llegar a trabajar a una frecuencia de 32MHz, trabaja con 32 bits, la conexión y alimentación se realiza vía microUSB – USB.

El entorno de desarrollo utilizado es el Atollic TrueStudio, la programación se realiza en lenguaje de alto nivel C (también se puede programar en ensamblador).

En este epígrafe se introducirá a la filosofía de diseño basada en la arquitectura ARM. A continuación se propondrá una guía de inicio para comenzar a programar el microcontrolador STM32L, para después explicar la configuración de los periféricos que se utilizan en este proyecto. Finalmente se diseñará una interfaz para comunicar el microcontrolador y el PC mediante comunicación serie, pudiendo de este modo cambiar el modo de funcionamiento del convertidor Flyback en tiempo real.

3.3.1 Introducción a los microcontroladores y a la arquitectura ARM.

En este apartado se pretende dar respuesta a preguntas que quizás un lector no versado en temas de control digital y microprocesadores podría formular. Todas ellas son respondidas en [11].

¿Qué diferencia existe entre un microprocesador y un microcontrolador? El microcontrolador, a diferencia del microprocesador, incluye dentro del chip memoria de programa y datos y periféricos E/S. En este sentido, desde el punto de vista de los fabricantes los microprocesadores son útiles, ya que ellos pueden añadir los periféricos que ellos consideren que satisfacen las necesidades de sus clientes a la vez que utilizan una arquitectura común para todos.

¿Cuáles son las partes de un microcontrolador?

La Figura 3-14 muestra la arquitectura interna del chip, el procesador ocupa menos del 10% de la totalidad de la superficie del chip. El resto está ocupado por el reloj, memoria, buses, periféricos, interfaces de comunicación, temporizadores, etc.

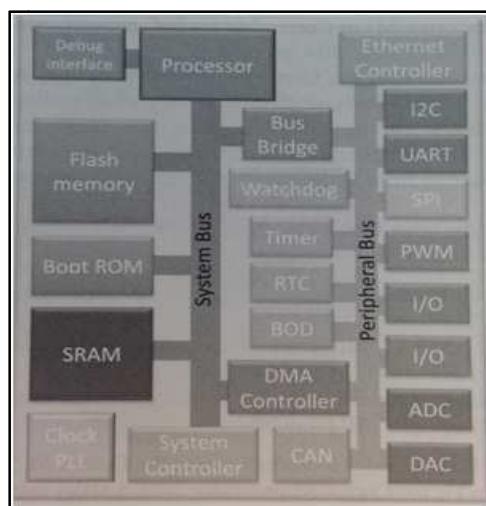


Figura 3-14 Arquitectura interna de un microcontrolador.

La tendencia es que los fabricantes microprocesadores copian el procesador y añaden los periféricos que consideran necesarios para cada aplicación.

¿Qué es arquitectura ARM?

Las siglas de ARM provienen de Advanced RISC Machinene. Tiene su origen en Acorn Computers Ltd fundada en 1983 por Rober Wilson y Steve Furber, el nombre actual de la empresa es ARM Holdings forma una sociedad junto con Apple Computers y VLSI Technology.

Por otro, lado RISC significa Reduced Instruction Set Computing. Como su nombre indica se trata de un set reducido de instrucciones para el manejo de los microcontroladores. Esta metodología de diseño aporta rapidez a los microcontroladores en el manejo de datos [12]. Lo contrario de RISC es CISC que significa Complete Instruction Set Computer.

Basándose en la arquitectura RISC un microcontrolador puede ser controlado con un set de aproximadamente 50 instrucciones, mientras que para lograr el mismo objetivo, con una arquitectura es CISC, se requieren cerca de 200 instrucciones.

El cambio de una a otra arquitectura supuso una disminución del consumo energético del microcontrolador, a la vez que un aumento en la rapidez de trabajo.

Las instrucciones soportadas por la mayoría de las arquitecturas de microcontroladores son: aritmética y lógica, transferencia de datos, de sistema, de punto flotante, decimal y de cadenas[13].

El vertiginoso ascenso de ARM está íntimamente ligado a Apple Computer, ya que fue esta quien le encargó en 1991 el diseño del microcontrolador para su PDA Newton.

Actualmente los 15 principales fabricantes de semiconductores en el mundo (ST Microelectronics, Analog Device, Atmel, Fujitsu, Infineon, Microsemi, Samsumg, Texas Instrumetns, Toshiba, etc) basan el diseño de la unidad de control de sus dispositivos en la arquitectura ARM.

ARM Holdings no fabrica sus diseños, vende IP (Intellectual Property) que no es más que los derechos de uso de las arquitecturas que ha diseñado. Uno de sus productos más conocidos es el Cortex-M, son microcontroladores que se caracterizan por su bajo consumo.

¿Cuáles son las principales ventajas de los Cortex?

A continuación se enumeran las principales ventajas que presentan los Cortex-M en comparación con otro microcontroladores.

- 1) Bajo consumo energético, es capaz de trabajar hasta con tres niveles de tensión.
- 2) Rendimiento, puede ejecutar aplicaciones a muy baja frecuencia del reloj para reducir el consumo.

- 3) Densidad de código debido al uso de Thumb ISA, esto significa que se requiere un espacio pequeño para almacenar un programa grande.
- 4) Interrupciones, es capaz de manejar un vector de hasta 240 interrupciones con prioridades comprendidas entre 8 y 256 niveles.
- 5) Lenguaje de programación en C de fácil manejo.
- 6) Escalabilidad, las capacidades de los microcontroladores pueden adaptarse a aplicaciones de bajo coste, llegando a costar menos de un dólar hasta aplicaciones más exigentes a 200MHz o más.
- 7) Depuración. El microcontrolador incluye funcionalidades de depuración que permite analizar y detectar fallos fácilmente.
- 8) Soporte técnico para OS. El OS de los Cortex-M está soportado por numerosas aplicaciones que se pueden encontrar en la literatura.
- 9) Funciones versátiles del sistema, como direccionamiento bit a bit y MPU (Memory Protection Unit).

Modelos de Cortex.

Existen tres clases de Cortex y dentro de cada una de ella existen varios modelos de microcontroladores.

- Cortex-A. Está orientado hacia aplicaciones complejas, son capaces de soportar sistemas operativos (OS) como iOS, Android, Linux y Windows. Este tipo de aplicaciones demanda elevada capacidad de procesamiento. Suele utilizarse en productos como smartphones, tablets, televisores, etc.
- Cortex-R. Producto orientado a aplicaciones en tiempo real, donde la capacidad de procesamiento y la fiabilidad son muy exigentes. Se emplea en sistemas de automoción.
- Cortex-M. Producto dedicado a aplicaciones de bajo coste, donde además, el bajo consumo, la eficiencia energética, son importantes.

3.3.2 Introducción al microcontrolador STM32L-Discovery.

El kit de desarrollo STM32L-Discovery está diseñado para explorar las características de los microcontroladores Cortex-M3, Figura 3-15.

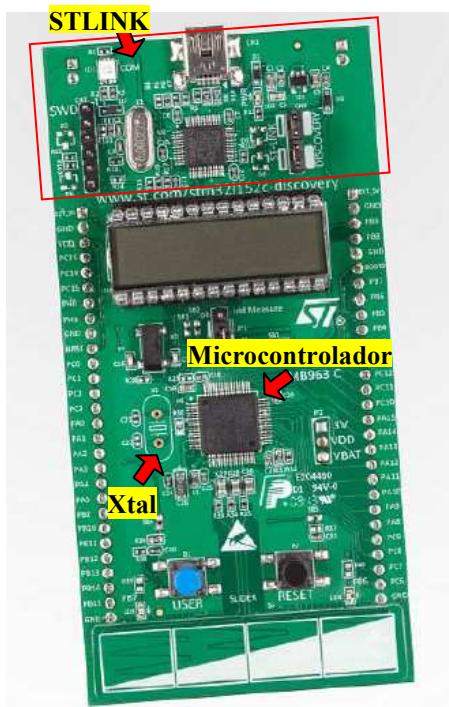


Figura 3-15 Kit de desarrollo STM32L Discovery.

La conexión de la placa y el PC se establece mediante un cable USB, a través del cual se alimenta (5V).

3.3.3 Definición de los objetivos para el control digital.

Se quiere controlar un convertidor Flyback DC-DC con el microcontrolador, lo cual significa que se realizarán acciones del tipo:

- Control del estado del MOSFET
- Muestreo de la tensión de salida del convertidor.
- Programación de escalones de carga.

En la Tabla 2-1 y Tabla 3-4, se relaciona cada acción con el periférico que requiere para realizarla.

Las funciones básicas para el funcionamiento del convertidor se recogen en la Tabla 3-3.

Tareas	Periférico
Sensado de tensión	ADC
Control del convertidor	PWM 1

Tabla 3-3 Acciones principales del control digital y periféricos empleados.

Otras funcionalidades que se han programado son:

Tareas	Periférico
Comunicación con el PC	USART
Generación de escalón de carga.	PWM 2

Tabla 3-4 Acciones secundarias del control digital y periféricos empleados

Otros periféricos que siempre se programan, con independencia de la aplicación, son: las GPIOs (puertos de entrada y salida), los TIMERS (temporizadores) y el SysTick (Tic del sistema). La Figura3-16 resume otros periféricos disponibles en el microcontrolador.

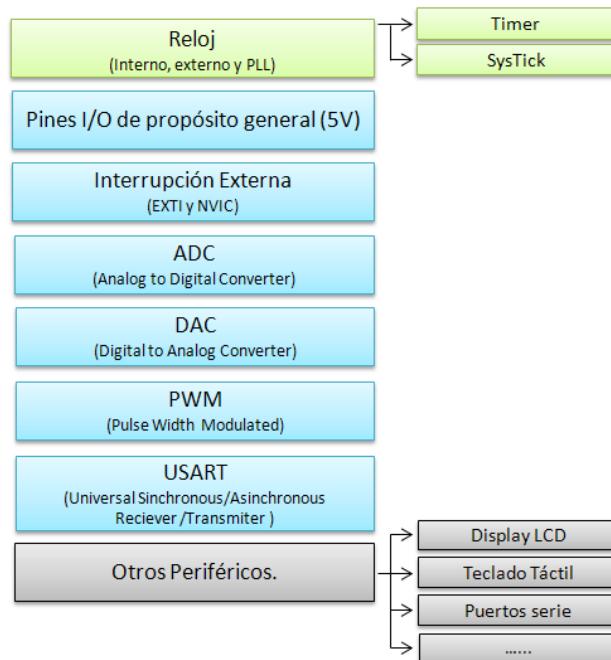


Figura3-16 Otros periféricos relevantes de la placa Discovery.

En el siguiente epígrafe se desarrolla con mayor detalle la configuración de los periféricos.

El microcontrolador puede trabajar a una frecuencia de hasta 32MHz pero para ello se ha de añadir un cristal de 8.000. La placa se vende sin el cristal, y por ello la frecuencia máxima que alcanza es de 2MHz.

Estas y más características vienen descritas en:

<http://www.st.com/web/en/catalog/tools/FM116/SC959/SS1532/LN1848/PF250990?searchtype=keyword>

Herramientas de trabajo y bibliografía.

Se ha utilizado como IDE (Integrated Development Environment) el software Atollic TrueStudio. El link para descargar el programa aparece a continuación.

<http://www.atollic.com/index.php/download>

Antes de poder instalar el programa el usuario debe registrarse en la web, entonces cuando comience a instalar el programa, la instalación se detendrá en un punto, la ventana que aparecerá tendrá en la parte superior un código, que es el id del ordenador. El usuario debe introducir el código en la página web de Atollic, entonces le enviarán por correo electrónico la clave para continuar. A continuación debe introducir esa clave en el recuadro inferior de la ventana antes mencionada.

Puede encontrar la guía de la instalación en este enlace:

http://www.atollic.com/download/4.3/Atollic_TrueSTUDIO_Installation_Guide.pdf

Una vez instalado el programa, puede descargar un programa de ejemplo siguiendo los pasos que se describen en el Anexo1 de este proyecto.

El software, así como las instrucciones para establecer las comunicaciones entre el microprocesador y el PC se describe al final del presente capítulo.

La documentación útil para trabajar es:

- Manual del usuario. En ella se detallan, entre otros muchos, las características de la placa (pin-out), las dimensiones, las características de funcionamiento. El esquema de las conexiones de los periféricos y las salidas de cada uno de ellos, este detalle es importante, porque si bien cada periférico sale por una única pata del microcontrolador, en la placa de desarrollo se puede acceder a él por más de una puerta.
http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/user_manual/DM00027954.pdf
- Reference manual RM0038, “Advance ARM-based 32-bit MCUs” del microcontrolador. A día de hoy no existe un manual con las instrucciones exclusivamente para el modelo STM32L, se utiliza uno que es genérico y para microcontroladores de más alta gama.
- Apuntes y material de clase de “Microprocesadores”, desarrollado por los profesores Juan Vázquez y Michael V. García Lorenz. El curso es impartido para alumnos de grado en la universidad Carlos III de Madrid.
- El libro ”The definitive guide to ARM Cortex-M3 and Cortex-M4 processors” de Joseph Yiu.
- Adicionalmente se recomienda por la claridad de sus explicaciones el proyecto final de carrera “Creación de un entorno de desarrollo para aplicaciones basadas en microcontroladores STM32L Cortex-M3” de Jorge Caballero Escribano
- Es también útil los temas y comentarios que se tratan en el foro sobre microcontroladores accesible desde la página del fabricante STMicroelectronics, además hay varios vídeos tutoriales en redes sociales como youtube.

3.3.4 Creación de un proyecto en el IDE del microcontrolador Atollic TrueStudio.

La programación de cualquier tarea mediante dispositivos mecánicos o electrónicos, es un proceso iterativo, de ensayo y error. Si tras programar una tarea, el resultado no es el que se esperaba, las máquinas no son las culpables ya que si han dejado de ejecutar bien

la tarea para la que han sido diseñadas, significa que se han roto. En la inmensa mayoría de los casos es el programador el que se equivoca, bien porque no sabe con exactitud lo que quiere conseguir o bien porque no entiende apropiadamente el dispositivo que está utilizando.

Es fundamental que antes de comenzar a programar se defina muy bien la tarea que se va a realizar -¿qué es lo que se espera que haga la máquina?- En este sentido los diagramas de flujo son muy útiles.

En general, para comenzar cualquier proyecto de programación de microcontrolador se ha de seguir los pasos que se detallan en la Figura 3-17.

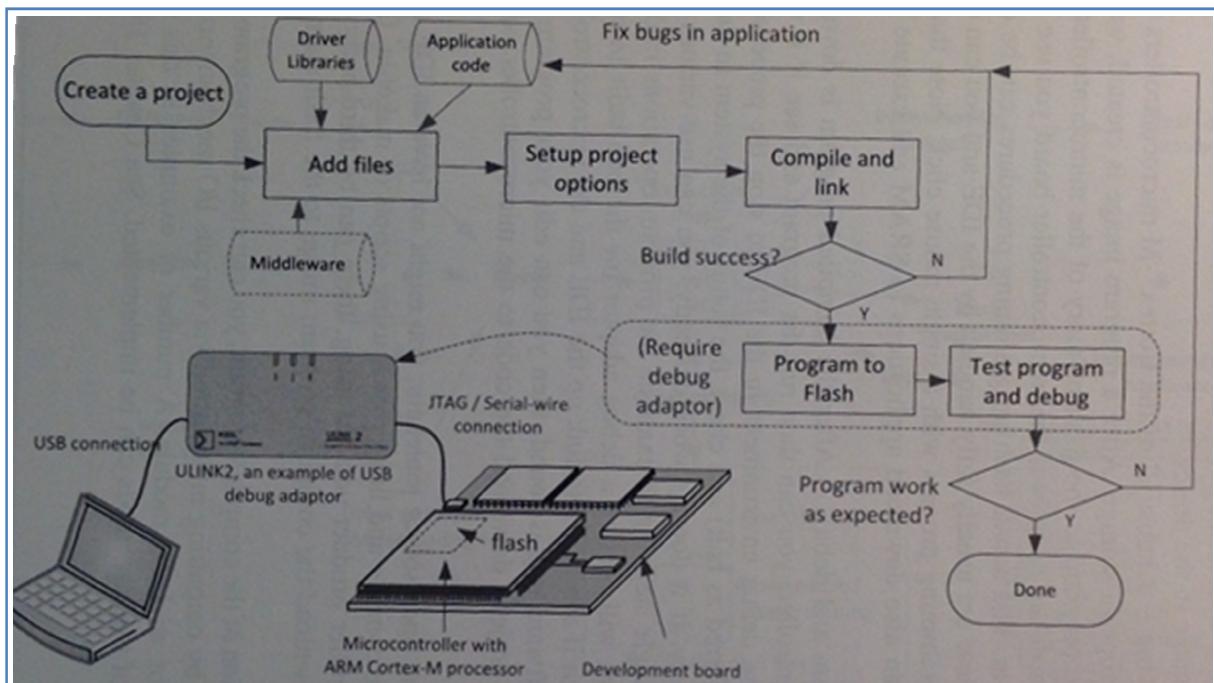


Figura 3-17 Pasos para la creación de un nuevo proyecto de programación de microcontrolador.

Al crear un nuevo proyecto se deben añadir los ficheros necesarios para manejar los periféricos, así como los archivos para realizar la depuración y enlazado o “linkage”. Al utilizar Atollic, el proyecto se genera en su totalidad, con todos los archivos que necesita para la depuración, enlazado (linkage) y descarga del programa.

El siguiente paso es configurar los periféricos que se van a utilizar. Seguidamente se programa en el archivo “main.c” el código, habiendo declarado previamente variables, funciones y estructuras.

El siguiente paso es depurar, si no se producen errores entonces el programa se puede linkar y descargar en el chip. Si al ejecutar el código el sistema no funciona como había sido definido, entonces hay que volver al código y estudiar qué se ha hecho mal. Con este fin el entorno de desarrollo Atollic permite aplicar más de un break point a lo largo del código. En [15] se explica cómo programar en C.

Una vez más se depura el programa, si no hay errores se linka y se descarga en el microcontrolador. El proceso es repetitivo, hasta que se logra el correcto funcionamiento del sistema.

Al programar en Atollic es posible crear un proyecto nuevo y reciclar un proyecto existente y que se conoce que funciona bien. Esto último es muy recomendable.

En este proyecto se parte del programa de inicio que hay para la plataforma Discovery en el Atollic ver Anexo. Una vez que se ha creado el proyecto, al que se ha llamado reguladorPI, a la derecha de la ventana aparece los que se muestra en la Figura 3-18.

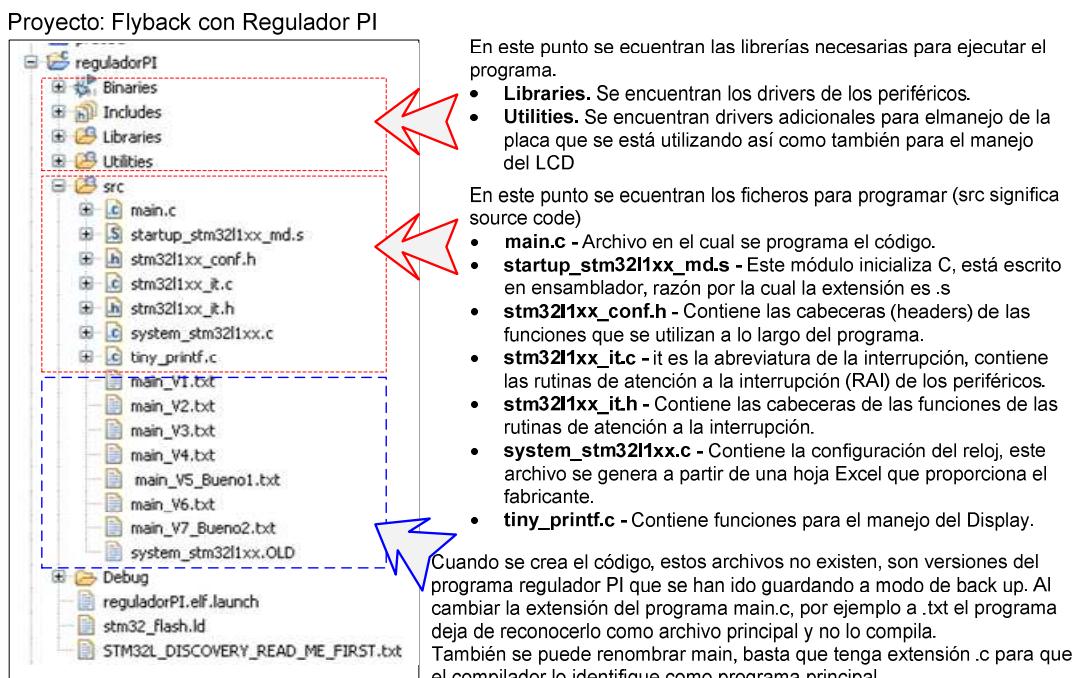


Figura 3-18 Resumen de las carpetas principales en un proyecto de Atollic TrueStudio.

Es importante que antes de comenzar a programar cerciorarse que la frecuencia del microcontrolador corresponde a la prevista. Una vez que se le ha colocado el cristal al microcontrolador este puede trabajar a frecuencias de: 4MHz, 8MHz, 16MHz y 32MHz. Para ello se accede al fichero de la configuración del reloj **system_stm32l1xx.c**, ver Figura 3-19.

* 5. This file configures the system clock as follows:	
*-----	
* System Clock Configuration	
*-----	
* System Clock source	PLL(HSE)
*-----	
* SYSCLK	32000000 Hz
*-----	
* HCLK	32000000 Hz
*-----	
* AHB Prescaler	1
*-----	
* APB1 Prescaler	1
*-----	
* APB2 Prescaler	1
*-----	
* HSE Frequency	8000000 Hz
*-----	
* PLL DIV	2
*-----	
* PLL MUL	8
*-----	
* VDD	3.3 V
*-----	
* Vcore	1.8 V (Range 1)
*-----	
* Flash Latency	1 WS
*-----	
* Require 48MHz for USB clock	Disabled
*-----	

Figura 3-19 Hoja de configuración del reloj (frecuencia de oscilación) en un proyecto.

Este archivo se genera a partir de un fichero Excel que proporciona el fabricante, “Clock Configuration Tool” [16]. En el siguiente link encontrará el archivo y la nota de aplicación.

<http://www.st.com/web/en/catalog/tools/PF257838>

También en youtube se puede encontrar un video tutorial sobre cómo utilizar la hoja Excel, Figura 3-20. Se ha de advertir que la hoja tiene dos modos de uso, un modo guiado y un modo experto. Se recomienda utilizar la hoja en modo guiado ya que al configurar los parámetros se van habilitando/deshabilitando automáticamente las configuraciones posibles del resto de elementos. En cambio, en el modo experto de trabajo, el usuario es totalmente libre de configurar cualquier cosa, y si no se tiene un conocimiento profundo del funcionamiento del microcontrolador, se puede romper el mismo debido a una configuración mal hecha.

Control del convertidor y comunicaciones.

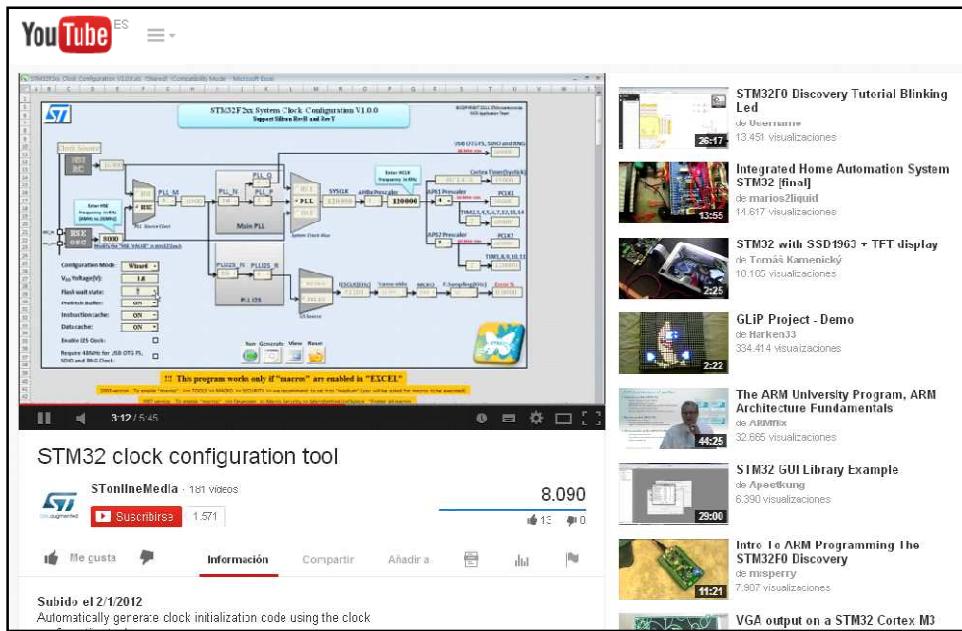


Figura 3-20 Imagen de video tutorial en youtube sobre la configuración del reloj del microcontrolador.

La programación del fichero principal sigue una estructura establecida, la Figura 3-21 resume un estilo de programar.

```

main.c
/* Se incluyen las librerías que se vayan a utilizar */
#include "stm32l1xx.h"

/* Se definen las constantes o etiquetas*/
#define Pi 3.14159265359

/* Se declaran las variables y estructuras */
static volatile uint32_t TimingDelay;
int valor;

/* Se declaran las cabeceras de las funciones */
void RCC_Configuration(void);

int main (void) {
/* Inicialización de periféricos (ejemplo reloj) */
RCC_Configuration();

/* Inicialización de variables */
valor = 0;

while (1){

    /* Este bucle se recorrerá infinitamente, a la frecuencia
    programada, en este caso microcontrolador a 32MHz */

    ***** PROGRAMAR AQUÍ *****
}
}

void RCC_Configuration(void)
{
RCC_AHBPeriphClockCmd(RCC_AHBPeriph_GPIOB, ENABLE);
RCC_APB2PeriphClockCmd(RCC_APB2Periph_USART1, ENABLE);
}

```

Figura 3-21 Esquema genérico de un programa en lenguaje C.

3.3.5 Configuración de los periféricos.

Los periféricos se configuran a través de registros. Cada periférico está definido, por al menos, tres registros, que son:

- 1) Registro de control.
- 2) Registro de estado.
- 3) Registro de datos.

La lectura/escritura de aquellos registros que lo permiten, se realiza mediante máscaras lógicas, del tipo AND y OR.

Para facilitar la configuración, de modo que puedan ser configurados en un leguaje próximo al natural, se programan los drivers. En Atollic los drivers de los periféricos se incluyen al proyecto automáticamente cuando se está creando. La lectura comprensiva de los comentarios que se encuentran en los ficheros de los periféricos resulta de gran utilidad a la hora de programar un código.

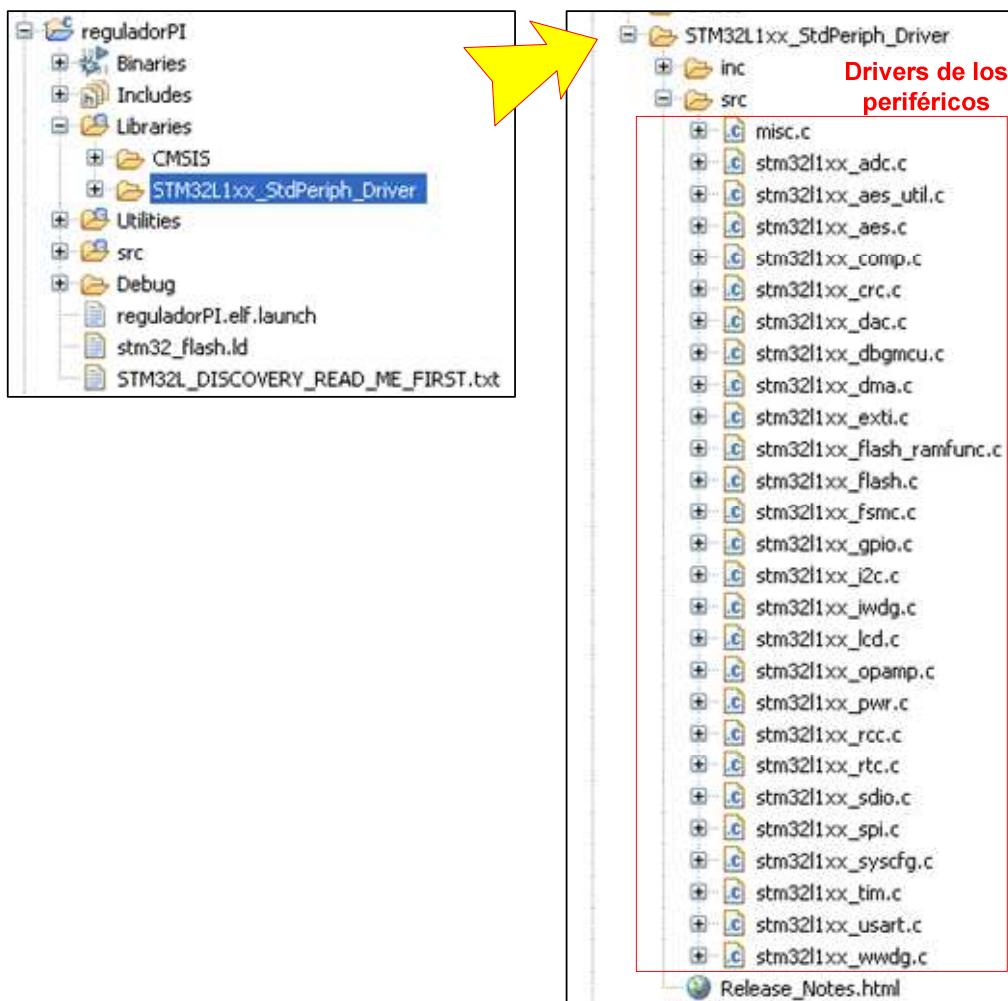


Figura 3-22 Esquema de la organización de los ficheros de los drivers en Atollic.

En el diseño del control por tensión de salida del convertidor Flyback se utilizan los siguientes periféricos:

- 1) **Reset and Clock Control (RCC).** Es el reloj del microcontrolador. Este periférico siempre se programa, a diferencia de otros microcontroladores, si no se activa al principio del programa, el resto de los periféricos no funcionarán y tampoco el programa.
- 2) **System Tick (SysTick).** Es el “tick” del sistema, se utiliza para definir la frecuencia de muestreo.
- 3) **General Purpose Input/Output (GPIO).** Son los puertos de entrada y salida. Hay dos entradas, una del ADC y otra para la comunicación en serie, también hay dos puertos de salidas PWM y un puerto de salida para la comunicación.
- 4) **Nested Vector Interrupt Controller (NVIC).** Es el vector de interrupciones, la recepción RxD en la comunicación serie se programa por interrupción.
- 5) **Universal Synchronous/Asynchronous Receiver/Transmitter (USART).** Es el periférico encargado de la comunicación serie.
- 6) **Analog to Digital Converter (ADC).** Es el conversor analógico digital.
- 7) **Pulse Width Modulator (PWM).** Es el periférico que genera la señal de salida PWM, en el proyecto se utilizan dos salidas PWM, una salida controla el encendido y apagado del MOSFET y la otra se utiliza para generar los escalones de carga.

A continuación se explicará la configuración de cada uno de ellos, con este fin se ha utilizado la información de [17] y [18].

3.3.5.1 Reset and Clock Control (RCC)

El microcontrolador funciona a una frecuencia de 32MHz, puede trabajar además con frecuencias inferiores. La configuración se realiza mediante la hoja de Excel “Clock Configuration Tool” (en epígrafes anteriores se habla sobre su configuración).

El reloj juega un papel fundamental en este tipo de microprocesadores, cuanto mayor es la frecuencia de trabajo, tanto mayor es el consumo. La eficiencia energética de estos microprocesadores está basada en la optimización del uso de los recursos del reloj.

La arquitectura interna del STM32 se muestra en Figura 3-23

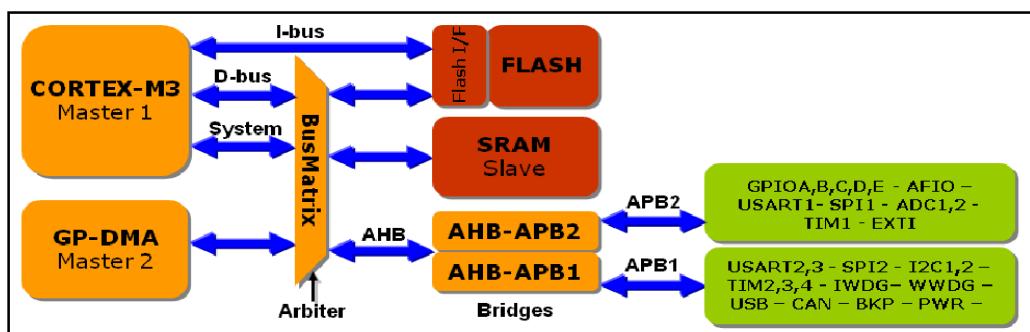


Figura 3-23 Arquitectura interna del STM32.

El reloj principal del sistema es el Advance High Speed Busses (AHB) cuya frecuencia es la frecuencia de oscilación es 32MHz, de él dependen otros dos buses que son los Advance Peripheral Busses (APBx), como se observa en la Figura 3-23 dos, cada uno de ellos está conectado a un grupo de periféricos.

Es fundamental que antes de inicializar cualquier periférico se activen los relojes. Cada periférico depende de un bus que porta la señal del reloj, por ejemplo en la Figura 3-23 el periférico GPIO está conectado al bus APB2.

Los comandos para activar los relojes son:

```
RCC_AHBPeriphClockCmd(RCC_AHBPeriph_PPPx, ENABLE);  
RCC_APB2PeriphClockCmd(RCC_APB2Periph_PPPx, ENABLE);  
RCC_APB1PeriphClockCmd(RCC_APB1Periph_PPPx, ENABLE);
```

En el presente proyecto los relojes configurados son:

```
RCC_AHBPeriphClockCmd(RCC_AHBPeriph_GPIOB, ENABLE);  
RCC_APB2PeriphClockCmd(RCC_APB2Periph_USART1, ENABLE);
```

En el proyecto no se habla de los eventos que producen un reset del sistema, véase [17] y [18].

3.3.5.2 System Tick (SysTick)

El SysTick, System Tick, o Tick del sistema es un reloj que genera un tick o interrupción cada vez que se incrementa en 1 el contador (el contador es de 24 bits). Es un reloj muy útil para generar retrasos o delays o relojes. En este proyecto se utilizará para generar la frecuencia de muestreo.

En primer lugar se configura el número de ticks que se quiere que se produzcan a lo largo de un segundo, nótese que el número de ticks siempre tendrán lugar a lo largo de un segundo.

```
if (SysTick_Config(SystemCoreClock / 100000)  
{  
    /* Capture error */  
    while (1);  
}
```

Empíricamente se ha comprobó que considerando los cálculos del PI y otras funcionalidades como comunicación por puerto serie, la frecuencia segura de muestreo es 25KHz. Por lo tanto se realizó la siguiente operación.

$$T_{SysTick} = \frac{1 \text{ segundo}}{100000 \text{ cuentas}} = 10\mu\text{s} \quad (2)$$

Si se cuentan cuatro períodos entre una muestra y otra, se obtiene una frecuencia de muestreo f_M de 25KHz.

$$f_M = \frac{1}{4 \cdot 10\mu\text{s}} = 25\text{KHz} \quad (3)$$

Las otras tres funciones que se utilizan para el manejo del SysTick se muestran a continuación:

Función Delay
<pre>voidDelay(uint32_t nTime) { TimingDelay = nTime; while(TimingDelay != 0); }</pre>
Función de manejo de la interrupción. Esta función suele encontrarse en el archivo stm32l1xx_it.c
<pre>voidSysTick_Handler(void) { TimingDelay_Decrement(); }</pre>
Función TimingDelay_Decrement
<pre>voidTimingDelay_Decrement(void) { if (TimingDelay != 0x00) { TimingDelay--; } }</pre>

Si lo que se desea es introducir un retraso, se llama a la función como Delay(tiempo). El tiempo del retraso será proporcional al número de ticks configurados.

En el caso de la aplicación del convertidor Flyback, se ha utilizado para generar la frecuencia de muestreo del siguiente modo.

Dentro de la función TimingDelay_Decrement hay un contador que cuenta hasta 4 tics. Cuando alcanza este valor, el flag “MuestreaAhora” se habilita. Este flag es leído en el bucle principal. Cuando se cumple que MuestreaAhora es 1, se lee el valor del registro del ADC y se ejecuta el cálculo del PI y se actualiza el valor de la señal PWM. Al finalizar la ejecución del código se resetea el valor del flag MuestreaAhora.

```

voidTimingDelay_Decrement(void)
{
    if (n_interrupciones == (PeriodoBucle-1)) // n_interrupciones = 4
    {
        n_interrupciones = 0;
        MuestrearAhora =1;
    }
    else
        n_interrupciones++;
}

```

Para comprobar que la frecuencia real del sistema es 25KHz, se pone a 1 la salida PB11, cuando finaliza el bucle, se pone a 0 dicha salida. En el capítulo 5 se puede ver la medida del período del bucle interno del programa, así como la ocupación del mismo debido al tiempo de cómputo.

3.3.5.3 Nested Vector Interrupt Controller (NVIC)

Las interrupciones son eventos excepcionales que deben ser atendidos de inmediato. Normalmente las interrupciones programadas por el usuario provienen de los periféricos, por ejemplo: un timer ha terminado su cuenta, el ADC ha terminado la conversión, el microcontrolador está recibiendo información del puerto serie, etc. Trabajar con interrupciones supone un gran ahorro de recursos del microcontrolador. El programa principal se ejecuta de manera secuencia. Cuando se recibe una interrupción se deja lo que estaba haciendo para atender la interrupción, y cuando se termina de ejecutar el código de la RAI el programa se vuelve a ejecutar en el punto donde estaba en el instante inmediatamente anterior a la ejecución de la interrupción. La contrapartida de programar con interrupciones es programar por “polling¹”, esto supone estar pendiente de si se ha producido la interrupción..

Como su nombre indica el NVIC es un vector, en él se encuentran almacenadas las direcciones de las rutinas de atención a la interrupción (RAI). En los programas reales no es extraño que se produzcan más de una interrupción simultáneamente o mientras se atiende otra interrupción, por lo que para evitar conflictos se asignan prioridades a las interrupciones.

Es muy recomendable que lo que se programe en la rutina de atención de interrupción sea breve, ya que si la atención a la rutina exige la ejecución de un código muy largo, se debe activar un flag en la RAI para que sea leído en el programa principal y se ejecute allí dicho código largo.

Cuando se produce una interrupción en algunos casos se activa un bit, es necesario que antes de salir de la RAI, dicho bit sea limpiado, para permitir que se produzcan más interrupciones de esa índole en el futuro.

¹Polling es un estilo de programación, alternativo a programación por interrupción. En el primer caso, se comprueba continuamente si se ha producido el “suceso” objeto de estudio (por ejemplo: si ha finalizado la conversión del ADC), esto supone un gasto de recursos del microcontrolador.

Por el contrario si se programa por interrupciones, se puede ir ejecutando otras tareas, de tal forma que cuando se produzca el suceso, se detiene lo que se esté ejecutando y se atiende al suceso.

De los periféricos que se utilizan en el proyecto, únicamente se programará la recepción de la USART por interrupciones, mientras que el ADC se programará por polling.

```
voidNVIC_Config(void)
{
    NVIC_InitTypeDef NVIC_InitStructure;

    // Enable the USARTx Interrupt
    NVIC_InitStructure.NVIC_IRQChannel = USART1_IRQn;
    NVIC_InitStructure.NVIC_IRQChannelPreemptionPriority = 0x0F;
    NVIC_InitStructure.NVIC_IRQChannelSubPriority = 0x0F;
    NVIC_InitStructure.NVIC_IRQChannelCmd = ENABLE;
    NVIC_Init(&NVIC_InitStructure);
}
```

3.3.5.4 General Purpouse Intpu/Output (GPIO)

Este periférico es uno de los más importantes, permite comunicar el microcontrolador con el exterior, y a la vez es uno de los más fáciles de programar.

Los pines de entrada/salida utilizados en el proyecto se resumen en la tabla Tabla 3-5. En general basta con modificar la estructura del periférico GPIO para configurar determinado pin, esta acción se puede hacer casi desde cualquier parte del programa, de ahí que una de las columnas de la Tabla 3-5 sea “lugar de configuración”, sí es necesario haber activado con anterioridad el reloj del cual depende el periférico,

Función	Pines	Lugar de configuración
Salida del pin que indica la frecuencia del bucle interno	PB11	GPIO Configuración
Pin de entrada para la lectura del ADC.	PA3	ADC Configuración
Señal PWM principal.	PB9	PWM Configuración
Señal PWM secundaria para el escalón de carga	PB12	PWM Configuración
Pin de recepción de la información por el puerto serie RxD	PB6	USART Configuración
Pin de envío de la información por el puerto serie TxD	PB7	USART Configuración

Tabla 3-5 Resumen de los pines de entrada/salid del proyecto.

Los pines de propósito general I/O se organizan en puertos que pueden ser A, B, C. Los periféricos se pueden

En la [19] se resume información relativa a: los pines que se van a utilizar, la función asignada a los mismos y la parte del código donde se configurará las respectivas salidas o entradas. Este epígrafe se centra en la configuración del pin PB11 ya que es representativo del resto. A medida que se explique la configuración del resto de los periféricos, también se explicará la configuración de su respectiva salida.

El código para la configuración de los puertos de entrada y salida es como sigue:

```

voidGPIO_Configuration (void)
{
    // Configure USART Tx
    GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = GPIO_Pin_6|GPIO_Pin_7;
    GPIO_InitStructure.GPIO_Mode = GPIO_Mode_AF;
    GPIO_InitStructure.GPIO_PuPd = GPIO_PuPd_NOPULL;
    GPIO_InitStructure.GPIO_OType = GPIO_OType_PP;
    GPIO_InitStructure.GPIO_Speed = GPIO_Speed_40MHz;
    GPIO_Init(GPIOB, &GPIO_InitStructure);

    // Puertadesalidaprueba PB11 seutilizapara saber
    //cuántodelperiododelbuclequedadisponible.
    GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = GPIO_Pin_11;
    GPIO_InitStructure.GPIO_Mode = GPIO_Mode_OUT;
    GPIO_InitStructure.GPIO_OType = GPIO_OType_PP;
    GPIO_InitStructure.GPIO_Speed = GPIO_Speed_2MHz;
    GPIO_InitStructure.GPIO_PuPd = GPIO_PuPd_NOPULL;
    GPIO_Init(GPIOB, &GPIO_InitStructure);

    //GPIO_Init(GPIOB, &GPIO_InitStructure);
    GPIO_PinAFConfig(GPIOB, GPIO_PinSource6, GPIO_AF_USART1);
    GPIO_PinAFConfig(GPIOB, GPIO_PinSource7, GPIO_AF_USART1);
}

}

```

3.3.5.5 Analog to Digital Converter (ADC)

El conversor analógico digital (ADC) es el periférico que permite transformar una señal analógica en su equivalente digital y de este modo poder utilizar la medida en cálculos internos del microcontrolador. En [21] se explica en detalle el funcionamiento del ADC así como los distintos métodos para su implementación.

La resolución del ADC es un parámetro muy importante y se define como el valor mínimo de tensión que es capaz de medir y está estrechamente ligado con el número de bits del registro del ADC. En este caso se ha programado el ADC para que tenga una tamaño de 12bits, por lo tanto la resolución se calcula como (4).

$$resolución_{ADC} = \frac{3V}{2^{12} - 1} = 0.73mV \quad (4)$$

El ADC del microprocesador tiene varios modos de trabajo, consultar [17],[18] y [20].

La lectura del ADC se realiza por polling, por lo que no es necesario programar el “handler” del periférico. La lectura se realiza a una frecuencia de 25KHz que constituye la frecuencia de muestreo,y se implementa con el SysTick (se ha explicado anteriormente).

En primer lugar se consulta la tabla para buscar los pines con acceso al conversor ADC. En este caso se utilizará el PA3. Cuando los pines de entrada se utilizan con este fin se configuran como analog input (AN).

El código para configurar el periférico del ADC se muestra a continuación.

```

voidADC_Config(void)
{
/* Enable The HSI (16Mhz) */
RCC_HSICmd(ENABLE);
/* Enable the GPIOF or GPIOA Clock */
RCC_AHBPeriphClockCmd(RCC_AHBPeriph_GPIOA, ENABLE);

/* Configure PA3 in analog mode */
GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = GPIO_Pin_3;
GPIO_InitStructure.GPIO_Mode = GPIO_Mode_AN;
GPIO_InitStructure.GPIO_PuPd = GPIO_PuPd_NOPULL;
GPIO_Init(GPIOA, &GPIO_InitStructure);
/* Check that HSI oscillator is ready */
while(RCC_GetFlagStatus(RCC_FLAG_HSIRDY) == RESET);
/* Enable ADC1 clock */
RCC_APB2PeriphClockCmd(RCC_APB2Periph_ADC1, ENABLE);
ADC_BankSelection(ADC1, ADC_Bank_B);

ADC_StructInit(&ADC_InitStructure);
ADC_InitStructure.ADC_Resolution = ADC_Resolution_12b;
ADC_InitStructure.ADC_ScanConvMode = DISABLE;
ADC_InitStructure.ADC_ContinuousConvMode = ENABLE;
ADC_InitStructure.ADC_ExternalTrigConvEdge =
ADC_ExternalTrigConvEdge_None;

ADC_InitStructure.ADC_DataAlign = ADC_DataAlign_Right;
ADC_InitStructure.ADC_NbrOfConversion = 1;
ADC_Init(ADC1, &ADC_InitStructure);

/* ADC1 regular channel3 configuration */
ADC-RegularChannelConfig(ADC1, ADC_Channel_3, 1,
ADC_SampleTime_4Cycles);

/* Define delay between ADC1 conversions */
ADC_DelaySelectionConfig(ADC1, ADC_DelayLength_Freeze);

/* Enable ADC1 Power Down during Delay */
ADC_PowerDownCmd(ADC1, ADC_PowerDown_Idle_Delay, ENABLE);

/* Enable ADC1 */
ADC_Cmd(ADC1, ENABLE);

/* Wait until ADC1 ON status */
while (ADC_GetFlagStatus(ADC1, ADC_FLAG_ADONS) == RESET)
{
}
/* Start ADC1 Software Conversion */
ADC_SoftwareStartConv(ADC1);

/* Wait until ADC Channel 5 or 1 end of conversion */
while (ADC_GetFlagStatus(ADC1, ADC_FLAG_EOC) == RESET)
{
}
}
}

```

La sentencia para leer el registro del ADC en el programa principal es:

```
ADCdata = ADC_GetConversionValue(ADC1);
```

El ADC se lee cuando MuestreaAhora es 1, por lo tanto a una frecuencia de 25KHz. La variable que almacena el valor de lectura se declara como: `__IO uint16_t ADCdata;`

3.3.5.6 Pulse Width Modulator (PWM)

La señal PWM es un periférico de gran utilidad, no solo para el control de convertidores sino también para el control de motores. Su funcionamiento es complejo, pero poder configurarlo mediante drivers simplifica considerablemente la programación. La PWM se presenta como una de las cuatro funcionalidades de los TIMERS de microcontrolador que son: Timming (temporizador), Input Capture (cronómetro), Output Compare (crea intervalos de tiempo y genera ondas de salida) y por último la PWM.

En primer lugar, como en todos los casos en los que se configuran periféricos con salidas o entradas al exterior se consulta la tabla [19] para ver en qué pines están disponibles dichos periféricos.

A continuación se presenta la configuración del periférico PWM, se configuran dos PWM, una para el disparo del MOSFET cuyo pin de salida es el PB9 y otra para el escalón de carga, cuyo pin de salida es el PB11.

En el código necesario para calcular la frecuencia y período de la señal PWM se encuentra comentado en el código para la configuración del periférico PWM que se muestra a continuación.

```
void PWM_Config(void)
{
    /* Configuración del PWM a través
     * de TIM11 para la PWM consolidada pin GPIO_Pin_9 del puerto GPIOB
     * de TIM10 para la PWM del escalón de carga con salida en el
     * pin GPIO_Pin_12 del puerto GPIOB

    /*----- System Clocks Configuration -----*/
    /* TIM11 clock enable */
    RCC_APB2PeriphClockCmd(RCC_APB2Periph_TIM11, ENABLE);
    //Activa el reloj del Timer 11
    RCC_APB2PeriphClockCmd(RCC_APB2Periph_TIM10, ENABLE);
    //Activa el reloj del Timer 10

    /* GPIOB clock enable */
    RCC_AHBPeriphClockCmd( RCC_AHBPeriph_GPIOB, ENABLE);
    // Activa el reloj del B

    /*-----GPIO Configuration -----*/
    GPIO_InitStructure.GPIO_Mode = GPIO_Mode_AF;
    GPIO_InitStructure.GPIO_Speed = GPIO_Speed_40MHz;
    GPIO_InitStructure.GPIO_OType = GPIO_OType_PP;
    GPIO_InitStructure.GPIO_PuPd = GPIO_PuPd_UP;
    GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = GPIO_Pin_9|GPIO_Pin_12;
    GPIO_Init(GPIOB, &GPIO_InitStructure);
    /* Remap PB9 pin to TIM11 */
    GPIO_PinAFConfig(GPIOB, GPIO_PinSource9, GPIO_AF_TIM11);
    /* Remap PB9 pin to TIM11 */
    GPIO_PinAFConfig(GPIOB, GPIO_PinSource12, GPIO_AF_TIM10);

    /* -----
       TIM11 Configuration: generate a PWM signal:
       The TIM11CLK frequency is set to SystemCoreClock (Hz).
       SystemCoreClock is set to 32 MHz for Ultra Low Power Medium-Density
```

```

Devices.

TIM11 prescaler is set to 0

The TIM11 is running at 32 MHz: TIM11 Frequency = TIM11 counter
clock/(ARR + 1)= 32 MHz / 666 = 48 KHz
TIM11 Channel1 duty cycle = (TIM11_CCR1/ (TIM11_ARR+1))* 100 = 333 /
(665+1) = 50 %
----- */

/* Time base configuration del Timer 11*/
TIM_TimeBaseStructure.TIM_Period = PWM_Periodo_TIM11;
TIM_TimeBaseStructure.TIM_Prescaler = 0;
TIM_TimeBaseStructure.TIM_ClockDivision = 0;
TIM_TimeBaseStructure.TIM_CounterMode = TIM_CounterMode_Up;

TIM_TimeBaseInit(TIM11, &TIM_TimeBaseStructure);

/* Time base configuration del Timer 10*/
TIM_TimeBaseStructure.TIM_Period = PWM_Periodo_TIM10;
TIM_TimeBaseStructure.TIM_Prescaler = 1000;
TIM_TimeBaseStructure.TIM_ClockDivision = TIM_CKD_DIV4 ;
TIM_TimeBaseStructure.TIM_CounterMode = TIM_CounterMode_Up;

TIM_TimeBaseInit(TIM10, &TIM_TimeBaseStructure);

/* PWM1 Mode configuration: Timer 11 Channel1 */
TIM_OCInitStructure.TIM_OCMode = TIM_OCMode_PWM1;
TIM_OCInitStructure.TIM_OutputState = TIM_OutputState_Enable;
TIM_OCInitStructure.TIM_Pulse = 0;
TIM_OCInitStructure.TIM_OCPolarity = TIM_OCPolarity_High;

TIM_OC1Init(TIM11, &TIM_OCInitStructure);

TIM_OC1PreloadConfig(TIM11, TIM_OCPreload_Enable);

TIM_ARRPreloadConfig(TIM11, ENABLE);
/* TIM11 enable counter */
TIM_Cmd(TIM11, ENABLE);

/* PWM1 Mode configuration: Timer 10 Channel1 */
TIM_OCInitStructure.TIM_OCMode = TIM_OCMode_PWM1;
TIM_OCInitStructure.TIM_OutputState = TIM_OutputState_Enable;
TIM_OCInitStructure.TIM_Pulse = 0;
TIM_OCInitStructure.TIM_OCPolarity = TIM_OCPolarity_High;

TIM_OC1Init(TIM10, &TIM_OCInitStructure);

TIM_OC1PreloadConfig(TIM10, TIM_OCPreload_Enable);

TIM_ARRPreloadConfig(TIM10, ENABLE);
/* TIM11 enable counter */
TIM_Cmd(TIM10, ENABLE);

}

```

También se ha creado una función que permite la actualización del registro del ciclo de trabajo de la PWM una vez que se ha calculado este como parte del código PI.

```

voidPWM_Control(uint16_t PWM_Duty_int)
{
    // Limitación del ciclo de trabajo al 70%

```

```

if (PWM_Duty_max < PWM_Duty_int)
{
    PWM_Duty_int = PWM_Duty_max;
}
if (PWM_Duty_int <= 0 )
{
    PWM_Duty_int = 0;
}
TIM10->CCR1 = EscCarga_ciclotrabajo;// TIMER 10 CONTROLA EL PWM
DEL ESCALÓN DE CARGA
TIM11->CCR1 = PWM_Duty_int; // CONTROLA EL PWM PRINCIPAL
}

```

3.3.5.7 Universal Synchronous/Asynchronous Receiver/Transmitter (USART)

El paso previo para la configuración de la USART es declarar el periférico en el vector de interrupciones, que ya se ha realizado en el epígrafe 3.3.5.3. El microcontrolador tiene dos USART, y para esta aplicación se utilizará la USART1. La configuración adecuada de los pines de recepción (RxD – Pin PB6) y transmisión (TxD – Pin PB7) es muy importante.

```

voidUSART_Configuration(void)
{
USART_InitTypeDef USART_InitStructure;

/* USART configured as follow:
 - BaudRate = 9600 baud
 - Word Length = 8 Bits
 - One Stop Bit
 - No parity
 - Hardware flow control disabled (RTS and CTS signals)
 - Receive and transmit enabled*/

USART_InitStructure.USART_BaudRate = 9600;;
USART_InitStructure.USART_WordLength = USART_WordLength_8b;
USART_InitStructure.USART_StopBits = USART_StopBits_1;
USART_InitStructure.USART_Parity = USART_Parity_No;
USART_InitStructure.USART_HardwareFlowControl =
USART_HardwareFlowControl_None;
USART_InitStructure.USART_Mode = USART_Mode_Rx | USART_Mode_Tx;

// USART configuration
USART_Init(USART1, &USART_InitStructure);

//Habilitando interrupciones por recepción.
USART_ITConfig(USART1, USART_IT_RXNE, ENABLE);

// Enable the USART1
USART_Cmd(USART1, ENABLE);
}

```

La recepción de la información se programa por interrupción, mientras que el envío de información no, pues el programador siempre conoce cuándo va a enviar la información.

A continuación se muestra el código del manejador de la interrupción de la USART1

```
voidUSART1_IRQHandler(void)
{
    if(USART_GetITStatus(USART1, USART_IT_RXNE) != RESET)
    {
        RxBuffer[RxCounter++] = (USART_ReceiveData(USART1) & 0x7F);
        a++;
        //Código para garantizar la integridad del mensaje
        if(RxBuffer[RxCounter-1]== '\r') {
            a = a - 1;
            RxBuffer[RxCounter-1]='0';
            RxCounter = RxCounter - 1;
        }
        // Fin del código que garantiza la integridad del mensaje.
        if(RxCounter == NbrOfDataToRead)
        {
            RxCounter =0;
        }
        USART_ClearITPendingBit(USART1,USART_IT_RXNE);
    }
}
```

La información se almacena en el acumulador o “buffer” RxCounter a medida que se va recibiendo. Este “buffer” se declara como un vector de 31 posiciones.

Una vez que se han recibido 31 caracteres se convierten los datos, que se reciben como caracteres, en números para ser asignados a sus respectivas variables.

3.3.6 Configuración hardware de los periféricos de la placa Discovery.

Con la finalidad de preparar la placa de desarrollo Discovery para el control por tensión del convertidor Flyback, se han añadido los circuitos que a continuación se enumeran.

- Circuito de protección del ADC, compuesto por una resistencia en serie con la puerta y un diodo zener. La función del diodo zener es enclavar la tensión de la puerta a 3.3V, evitando así que si ocurre algún imprevisto y la tensión sensada a la salida del convertidor supera el valor de 3V que admite la puerta del microcontrolador, éste no se vea dañado.
- Circuito formado por un opto-driver a la salida de las dos señales PWM. Los puertos de salida aportan una tensión de 5V y una corriente de salida de 20mA, esto resulta insuficiente para disparar tanto el MOSFET del Flyback (MOS1) como el MOSFET destinado a los escalones de carga (MOS2). En este sentido el opto-driver ACPL-312T-000E, es capaz de manejar tensiones de salida de 15V y corrientes de salida de hasta 2.5A. Por otro lado es suficientemente rápido como para no introducir retrasos significativos durante las conmutaciones. La Figura 3-24 resume las principales características del mismo.

En tanto que su funcionamiento está basado en un fotodiodo, si ocurriese una avería en el sistema, esta no alcanzaría el microcontrolador, por lo tanto también funciona como protección del microprocesador.

- Regulador LM7815 para alimentar con 15V ambos opto drivers.

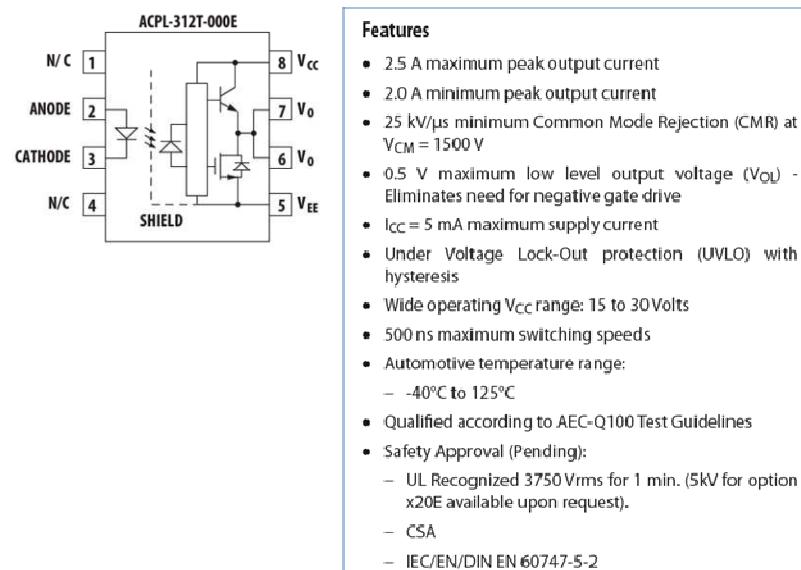


Figura 3-24 Principales características del optodriver ACPL-312T-000E.

El esquemático de los circuitos antes mencionados se muestra en la Figura 3-25.

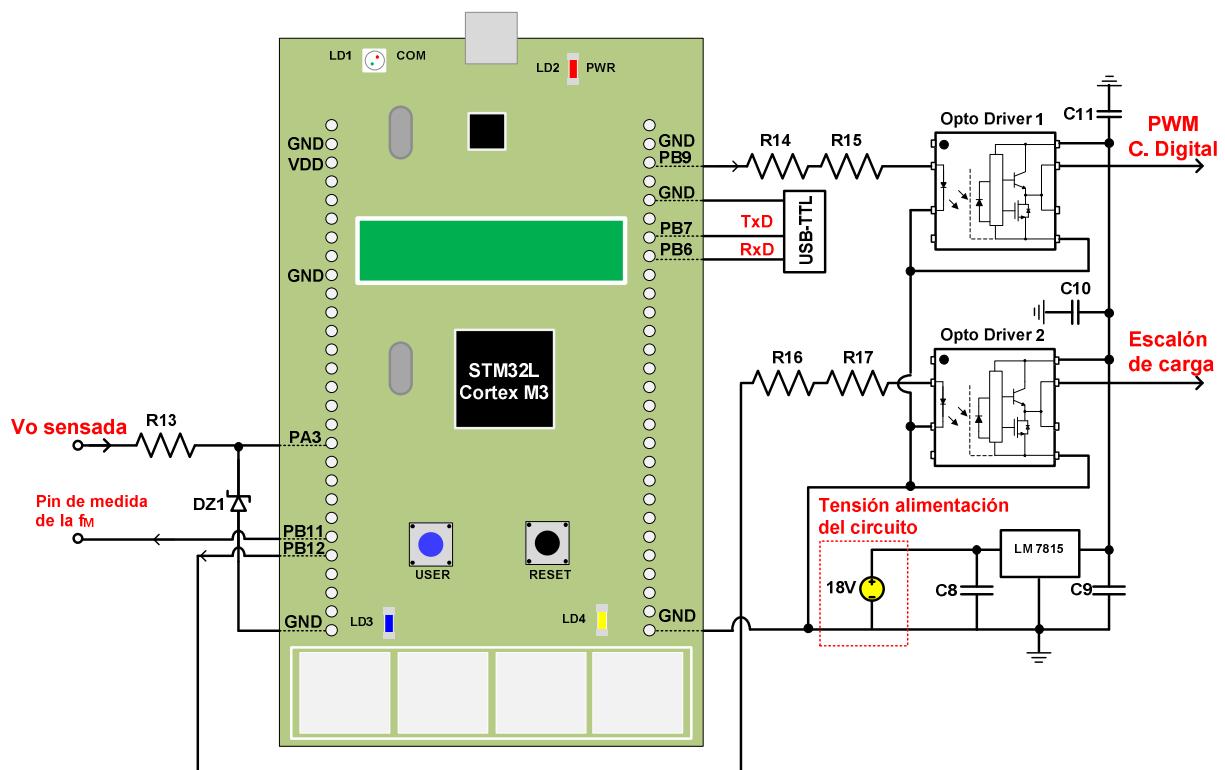


Figura 3-25 Esquema eléctrico de los circuitos adicionales para la configuración de los periféricos.

La configuración de los opto drivers 1 y 2 se ha realizado siguiendo las instrucciones dadas por el fabricante en la hoja de características del mismo, así como las del regulador LM7815.

Los valores de los componentes se definen en la Tabla 3-6.

Resistencia R13	10KΩ
Diodo Zener DZ1	3.3V
Resistencia R14, R16	40 Ω
Resistencia R15, R17	100Ω
Condensadores electrolíticos C8 y C9	10uF // 63V
Condensadores cerámicos C11 y C10	1uF

Tabla 3-6 Valores de los componentes para la configuración de los periféricos de la placa Discovery.

En la Figura 3-25 se puede observar que a los pines PB6 y PB7 hay conectado un dispositivo, bajo el nombre USB-TTL, éste sirve para poder comunicar el microcontrolador con el PC en una comunicación serie. Este dispositivo adapta los pines de la placa Discovery, a través de los cuales se realiza la comunicación, a una salida USB para poder conectarse con el PC. En el siguiente epígrafe se abordan los temas de comunicación.

3.3.7 Flujograma del programa.

El flujo simplificado del funcionamiento del programa se muestra en Figura 3-26.

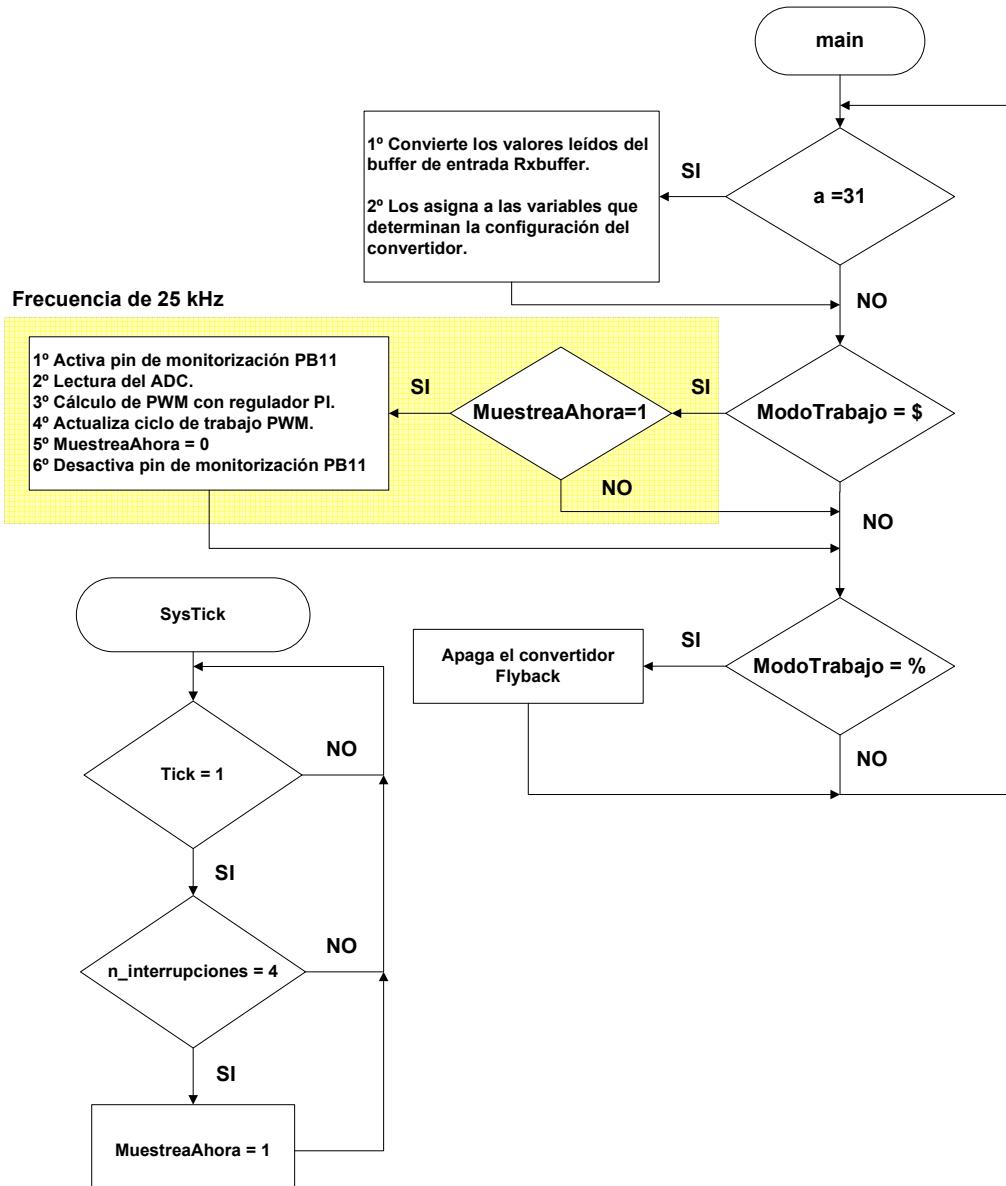


Figura 3-26 Flujograma simplificado del código de control

3.3.8 Comunicaciones.

El objetivo de comunicar el PC y el microcontrolador, es controlar en tiempo real el convertidor Flyback. Se han programado las siguientes funcionalidades:

- Encendido/apagado.
- Configuración de la tensión de salida del convertidor Flyback.
- Programación de ensayos como escalón de carga, que pueden ser periódicos o unitarios. En este último caso se programa el tiempo que se desea que dure el escalón de carga.

El interfaz de comunicación se ha programado mediante Mathcad.

Las comunicaciones se han establecido mediante un protocolo de comunicación serie. En el protocolo de comunicación se envían los datos bit a bit, de ello se encarga la Universal Synchronous/Asynchronous Receiver/Transmitter(USART).

Este microcontrolador tiene dos USART, en este caso se utiliza la USART1, en el epígrafe de periféricos se explicó la configuración de la misma.

Para comunicar el PC y el microcontrolador se utiliza un USB-TTL (ver Figura 3-27) que adapta la salida del microcontrolador (pines PB6 y PB7) a la entrada del PC (USB). Para que el PC reconozca el pendrive hay que instalar los controladores del mismo.

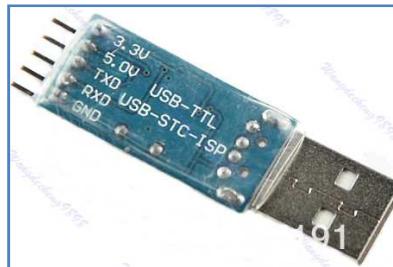


Figura 3-27 Conector USB-TTL.

En la Tabla 3-7 se explica cómo realizar las conexiones entre el PC y el USB-TTL.

TxD (Transmitir datos)	Pin PB7
RxD (Recibir datos)	Pin PB7
GND	Pin GND

Tabla 3-7 Conexión del USB-TTL y el microcontrolador para la comunicación serie.

En el epígrafe destinado a los periféricos, concretamente el de la USART, se han definidos los parámetros de la transmisión.

Para comunicar el PC y el microcontrolador y viceversa, es necesario acceder al hiperterminal, en las nuevas versiones de Windows no está accesible, por lo que se utiliza un programa de libre distribución en internet, el Tera Term.

En la Figura 3-28 se ilustra cómo comunicarse una vez que se ha instalado el controlador del USB-TTL y el programa del Tera Term.

Es fundamental que los parámetros de la transmisión que se programan en el periférico USART y los que se utilizan para configurar el Tera Term sean exactamente los mismos, Tabla 3-8.

Velocidad de transmisión	9600 Baudios.
Tamaño de los datos	8 bits
Tipo de paridad	N · No paridad
Bit de parada	1 bit

Tabla 3-8 Parámetros para la configuración de la comunicación en serie.

Una vez que se han seguido los pasos mencionados en la Figura 3-28 ya se puede comenzar a comunicar. Si desde el micro se escribe algo, aparecerá en la pantalla negra, y lo que se escriba en la pantalla negra quedará registrado en el registro correspondiente del microprocesador (este tema se trata en el epígrafe periférico-USART).

En el Tera Term se puede configurar el tamaño y tipo de letra.

Existe una forma alternativa a introducir manualmente la información que se desea enviar. La información se puede almacenar en un fichero de texto, como por ejemplo de extensión .txt y cargar el mismo en el programa Figura 3-29.

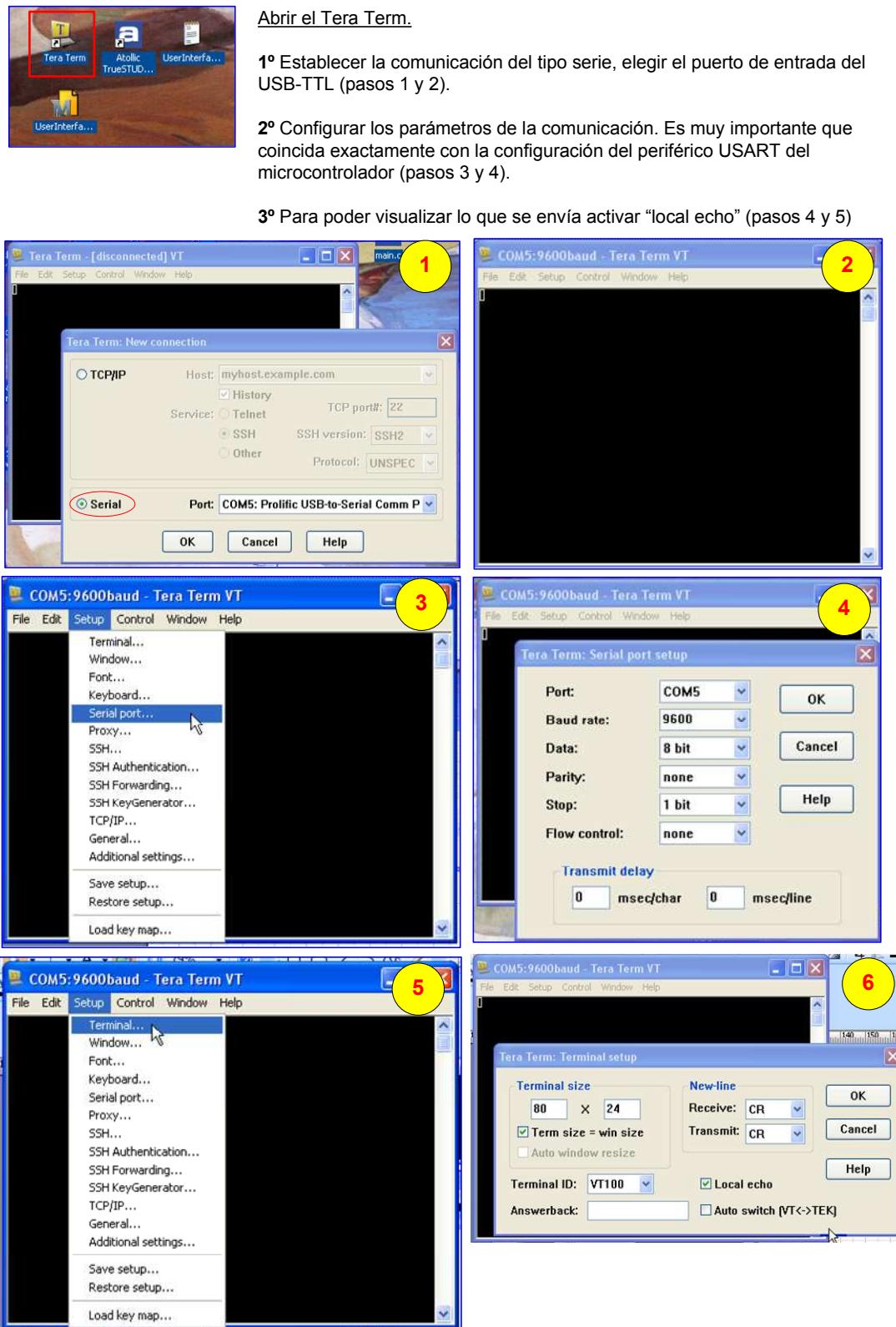


Figura 3-28 Pasos para configurar el Tera Term.

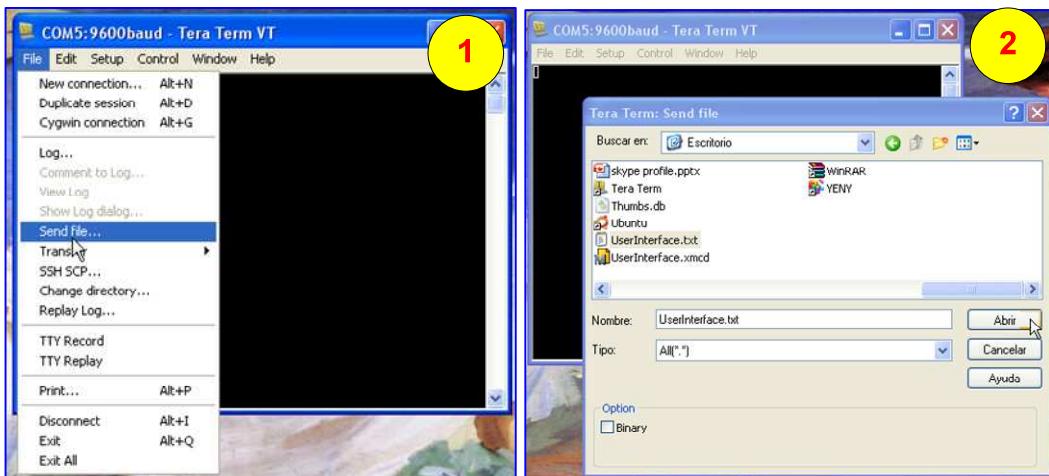


Figura 3-29 Enviar información a través de ficheros de texto.

Para configurar desde el PC el convertidor Flyback con control analógico se ha programado en Mathcad un interfaz de usuario, Figura 3-30.

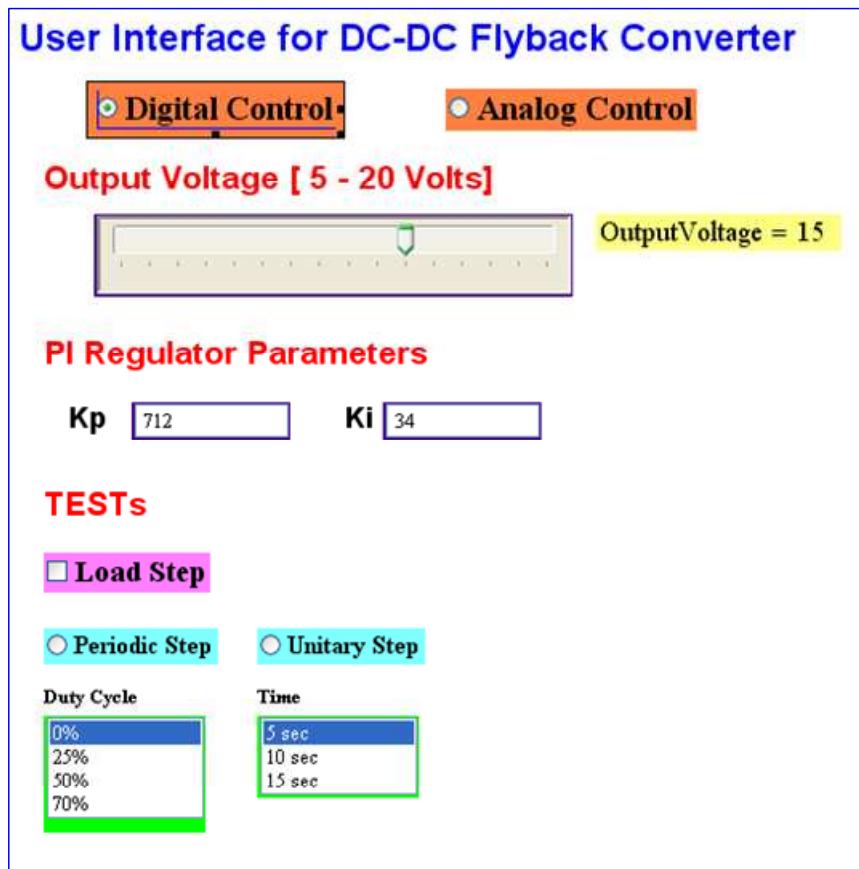


Figura 3-30 Interfaz de usuario para la programación en tiempo real del convertidor Flyback.

El procedimiento de funcionamiento es como sigue y se muestra en la Figura 3-31.

- Cargar el código en C en el microcontrolador desde Atollic TrueStudio (se hace solo la primera vez).
- Configurar el modo de funcionamiento del convertidor mediante Mathcad.

- Cargar el archivo txt en el cual Mathcad ha escrito la configuración del convertidor.

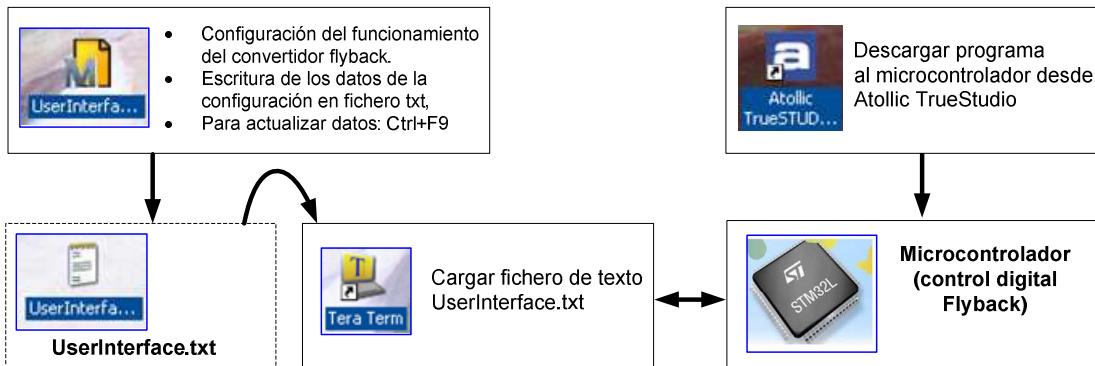


Figura 3-31 Procedimiento para el manejo de la interfaz de usuario.

Cuando se configura el modo de funcionamiento del convertidor en Mathcad genera un vector de 31 posiciones, que es escrito en un fichero .txt, de nombre conocido. Cada vez que se cambie alguno de los parámetros de la configuración el fichero de Mathcad se actualizará el fichero (Ctrl + F9 actualiza el fichero).

Seguidamente se debe cargar el fichero en el Tera Term y automáticamente se envían los parámetros al microprocesador que son leídos en el buffer RxBuffer. El programa los asigna a las variables correspondientes y a continuación el convertidor actualiza su funcionamiento conforme a la configuración establecida.

Se puede trabajar en modo Control Digital y modo Control Analógico. Para identificar un modo de otro, se lee la cabecera del convertidor. El primer caso se indica con un símbolo de “\$” y el segundo “%”. Las variables que se transmiten al convertidor y que definen su funcionamiento son:

- Modo de trabajo: analógico o digital \$ ó %.
- Si el modo de trabajo es digital se puede configurar la tensión de salida de 5V a 20V (variable OutputVoltage_write).
- Si el modo de trabajo es digital se configuran los parámetros del PI (variables Kp_write y Ki_write).
- Independientemente del modo de trabajo (control analógico o digital), se pueden configurar escalones de carga, que pueden ser periódicos o unitarios.
En el primer caso la frecuencia es fija, pero se puede elegir el ciclo de trabajo.
En el segundo caso se puede elegir la duración del escalón unitario de carga (variables DutyCicle_write y time_write).

La Figura 3-32 (a) muestra el vector de salida en modo de trabajo digital y la (b) el vector de salida en modo de trabajo analógico. Cada variable tiene asignada 5 posiciones en el vector de salida.

The figure consists of two screenshots of a terminal window, labeled (a) and (b), illustrating the configuration of a converter vector. Both screenshots show the same command-line interface with the following output:

```
Vector = "$00682007120003432000000000000000"
strlen(Vector) = 31
Kp_write = "00712"      OutputVoltage_write = "00682"
Ki_write = "00034"       DutyCycle_write = "32000"
                        time_write = "00000"

UserInterface.txt
```

Below each screenshot, the word "Vector" is aligned with the first line of the output, and the label "(a)" or "(b)" is aligned with the last line.

Figura 3-32 Vector con la configuración del convertidor. Imagen (a) modo digital y (b) modo analógico.

El orden de las variables en el vector es:

- 1) Modo de trabajo “\$” ó “%”.
- 2) OutputVoltage_write
- 3) Kp_write.
- 4) Ki_write.
- 5) DutyCicle_write
- 6) time_write

Se han reservado otras cinco posiciones para en el futuro implementar otra funcionalidad.

CAPÍTULO 4. DISEÑO DEL REGULADOR PI

4.1 Introducción al diseño del control de un convertidor.

Todos los sistemas, incluso los naturales, son regulados [22]. El objetivo de dicha acción es:

- a) Mejorar la estabilidad.
 - Conseguir que un sistema sea estable a partir de uno inestable.
 - Mejorar la estabilidad de un sistema con baja estabilidad.
- b) Lograr la precisión en régimen permanente.
 - Seguimiento, sin error, de una señal de referencia.
 - Eliminar las influencias de perturbaciones sobre la salida.
- c) Respuesta transitoria adecuada.
 - Transitorio suficientemente rápido
 - Amortiguamiento rápido.

Dado cualquier tipo de sistema controlador, se pueden definir un conjunto de acciones básicas de control que son:

Acción Proporcional	La señal de control es proporcional a la señal de entrada (señal de error).
Acción Integral	Acción proporcional a la integral del error (la integral del error no es más que el valor acumulado de esta). Eliminado así el error en régimen permanente.
Acción Derivativa	Acción proporcional a la variación de la señal del error (la variación del error es una derivada). Ayuda a reducir las variaciones ante sobre oscilaciones.

Figura 4-1 Resumen de las acciones realizadas sobre un sistema.

Bajo estos principios se han diseñado numerosos tipos de controladores, en el siguiente epígrafe se van a mencionar los más utilizados por su robustez y sencillez, que son: el regulador proporcional P, regulador proporcional integral PI, regulador proporcional derivativo PD y el regulador que combina los dos últimos, el PID.

4.1.1 Introducción a los reguladores - P, PI, PID -

Las acciones antes descritas dan lugar a un grupo de reguladores que a continuación se van a tratar. Cabe destacar que el análisis de los mismos se realiza en el dominio de la frecuencia o de Laplace, dichos controladores poseen un equivalente en el dominio de z, o discreto. A lo largo del presente capítulo, el PI será objeto de estudio en este sentido, pues se pretende implementarlo en un microcontrolador destinado al control de un convertidor Flyback en modo tensión.

La Tabla 4-1 muestra un resumen de los principales tipos de controles, su utilidad y su ecuación característica.

Regulador	Definición y Utilidad	Expresión Matemática
P · Proporcional	<ul style="list-style-type: none"> Con el regulador proporcional es posible mover los polos del sistema realimentado por las ramas del lugar de las raíces. 	$R(s) = K$ $u(t) = k \cdot e(t)$
PI · Proporcional Integral	<ul style="list-style-type: none"> Debido a la acción integral anula los errores de posición. El polo en el origen aumenta el tipo de sistema y elimina el error en régimen permanente. 	$R(s) = K \cdot \left(1 + \frac{1}{Ts}\right)$ $u(t) = k \cdot \left(e(t) + \frac{1}{T} \int e(t) dt\right)$
PD · Proporcional Derivativo	<ul style="list-style-type: none"> Predice linealmente el valor futuro del error. Permite mejorar la respuesta del sistema en cuanto a sobreoscilación y tiempo de respuesta sin afectar al error en régimen permanente 	$R(s) = K \cdot (1 + Ts)$ $u(t) = k \cdot \left(e(t) + T \frac{de(t)}{dt}\right)$
PID · Proporcional Integral Derivativo	<ul style="list-style-type: none"> Agrupa los efectos del PI y el PID 	$R(s) = K \cdot \left(1 + \frac{1}{Ts} + Ts\right)$ $u(t) = k \cdot \left(e(t) + T \frac{de(t)}{dt} + \frac{1}{T} \int e(t) dt\right)$

Tabla 4-1 Resumen de los principales tipos de controladores, así como sus funciones.

El diseño de estos reguladores se puede realizar mediante las siguientes técnicas:

- Métodos empíricos. Permite calcular un valor razonable para los parámetros del PID cuando no se dispone de un modelo del sistema a controlar.
 - Método Ziegler-Nichols en bucle abierto (respuesta ante escalón de entrada).
 - Método de Ziegler- Nichols en bucle cerrado.
- Métodos analíticos o de asignación de polos. Fija los polos deseados del sistema en bucle cerrado, según los criterios de estabilidad y requisitos de funcionamiento. Es necesario conocer la función de transferencia del sistema (planta) que se desea controlar.
 - Diseño basado en el lugar de las raíces.
 - Diseño en el dominio de la frecuencia.

En este capítulo se realizará el diseño del regulador con el software para el diseño de control SmartCtrl. Dicho programa calcula los valores de los condensadores y resistencias para la implementación del regulador elegido. Para ello considera la función de transferencia de la planta a controlar (en este caso el convertidor Flyback), y a partir del cual propone una región factible y estable (SolutionMap) para colocar los polos y ceros del regulador.

4.1.2 Criterios de Diseño de control.

En [23] se muestra un glosario de varios tipos de reguladores, su modelo constructivo y su comportamiento dinámico, además se propone criterios de diseño, especialmente para reguladores empleados en el control de convertidores commutados.

Las principales exigencias de un regulador para una fuente DC-DC están relacionadas con la regulación de tensión continua que son:

- Impedancia de salida.
- Respuesta transitoria.
- Audiosusceptibilidad.

Estas tres propiedades están estrechamente relacionadas con la ganancia del regulador. La ganancia del regulador es el producto de las ganancias de los bloques constructivos del mismo, que implica la suma de los retrasos introducidos por cada uno de ellos.

La estabilidad de un regulador está fuertemente relacionada con su ganancia y su desfase. De ahí que un análisis en frecuencia del mismo sea de vital importancia.

Antes de continuar es necesario definir los términos que se emplean en el análisis de la estabilidad de cualquier sistema.

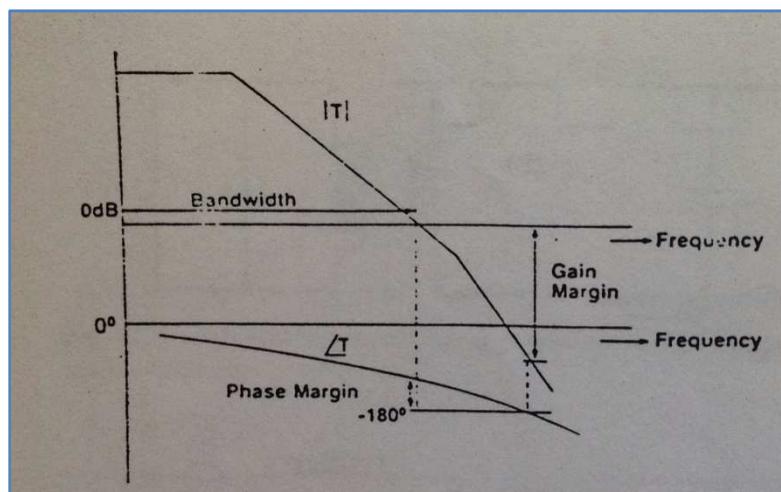


Figura 4-2 Diagrama de Bode representativo de un sistema. Imagen tomada de [23].

Considerando la Figura 4-2, se define $T(s)$ la ganancia en lazo abierto del sistema en el cual se definen los siguientes términos:

- Margen de ganancia (en inglés gain margin): Ganancia del sistema (referida a 0dB) cuando la fase corta los 180° .
- Margen de fase (en inglés phase margin): La diferencia entre la fase actual y 180° cuando la ganancia corta los 0dB.
- Ancho de banda (en inglés bandwith): la distancia (en frecuencia) desde el origen hasta que la ganancia cruza pro 0dB.

Criterios de diseño en lazo abierto.

- I. El sistema oscilará durante los transitorios si en lazo abierto el margen de fase es muy pequeño. O sea, si al cruzar la ganancia por cero la fase del sistema está muy próxima a 180° .
- II. Un ancho de banda pequeño supone respuesta transitoria lenta.
- III. El sistema tendrá una estabilidad aceptable si:
 - a. El margen de fase de la ganancia total en bucle abierto es de $35^\circ - 45^\circ$.
 - b. El margen de ganancia en bucle abierto es de -10dB .
 - c. La ganancia presenta una pendiente de -20dB/década al cruzar por 0dB .

4.1.3 Introducción a la Transformada Z.

Con el paso del tiempo y las mejoras en la tecnología se han introducido nuevos dispositivos para el control de los sistemas – convertidores – que han demandado nuevas herramientas a la hora de analizar y diseñar dichos reguladores.

Si bien la transformada z fue introducida por el matemático polaco W. Hurewicz en 1947 para resolver ecuaciones diferenciales lineales con coeficientes constantes, la idea de ésta ya existía desde tiempos de Laplace en 1744.

Posteriormente en 1952 serían Ragazzini y Zadeh quienes la llamarían como transformada z.

Existe una equivalencia entre la transformada de Laplace y la transformada z. La primera modela eventos continuos en el tiempo, mientras que la segunda modela eventos discretos en el tiempo. Es por esta razón que la transformada de Laplace se emplea en el diseño de reguladores con implementación analógica, mientras que la transformada de z se utiliza con aquellos reguladores que serán implementados digitalmente[25].

Tal es la equivalencia entre ambas que es posible elegir un regulador diseñado en el espacio de estados y posteriormente discretizarlo e implementarlo digitalmente. Es necesario aclarar que esto es plausible desde un punto de vista matemático y teórico, puesto que para llevarlo a la práctica se han de tener en cuenta otras consideraciones adicionales a la mera discretización (muestreo) como la adición de un retraso en la ganancia cuando la frecuencia analizada se aproxima a la frecuencia de muestreo. Este retraso frecuentemente puede crear problemas de estabilidad.

Matemáticamente la equivalencia entre z y s se traduce en la igualdad $z = e^{sT}$. donde T es el período de muestreo En ambos dominios se definen zonas estables de diseño, Figura 4-3.

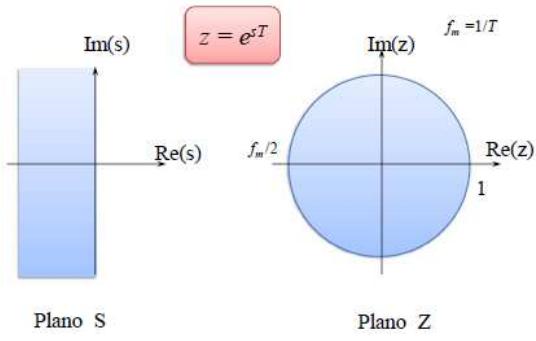


Figura 4-3 Equivalencia entre el dominio s y z.

4.1.4 Discretización de reguladores analógicos

Existen tres formas de realizar la discretización del regulador que son:

- 1) Método Euler I. También conocida como forward

$$s = \frac{z - 1}{T} \quad (1)$$

- 2) Método Euler II. También conocida como backward.

$$s = \frac{z - 1}{T \cdot z} \quad (2)$$

- 3) Método Trapezoidal, de Tustin o transformación bilineal.

$$s = \frac{2(z - 1)}{T \cdot z} \quad (3)$$

Estos métodos surgen como aproximación a la integral de la señal como un sumatorio de pequeñas áreas, ver Figura 4-4. En la figura, sea $e(t)$ una señal continua en el tiempo que se desea discretizar. Dichas áreas pueden ser rectángulos (1) y (2) o trapecios (3), [24].

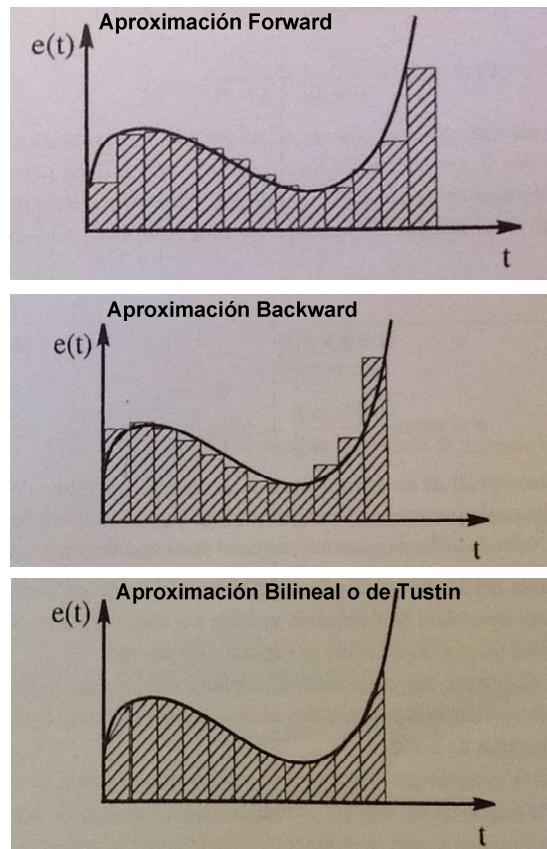


Figura 4-4 Tipos de aproximación de una señal discreta a una señal continua. Imagen tomada de [24].

4.2 Deducción en la ecuación en diferencias del PI en punto flotante, basada en la aproximación de Tustin.

El diagrama de bloques del PI analógico se muestra en la Figura 4-5. Su correspondiente función de transferencia se desarrolla en (4)

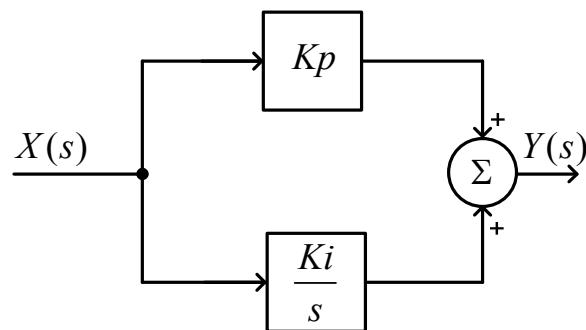


Figura 4-5 Diagrama de bloques del regulador PI.

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \left(K_p + \frac{K_I}{s} \right) \quad (4)$$

Donde K_p es el coeficiente proporcional y K_i el integral. Alternativamente se puede expresar la fórmula como (5)

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = K \cdot \left(\frac{1 + sT}{sT} \right) \quad (5)$$

Donde

$$K_p = K \text{ y } K_i = \frac{K}{T} = \frac{K_p}{T} \quad (6)$$

Cuando se utiliza un amplificador operacional para implementar el PI, se utiliza la configuración inversora del mismo, véase Figura 4-6 (a).

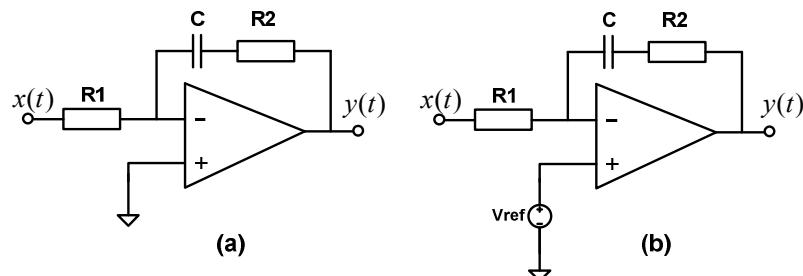


Figura 4-6 PI implementado con amplificadores operacionales.

En esta configuración se invierte la señal, hecho importante a tener en cuenta en el diseño. Este tipo de circuito se utiliza para implementar el cálculo del error en bucles de control utilizando un único operacional, para lo cual la tensión se referencia se conecta en la pata positiva del amplificador operacional Figura 4-6 (b).

La función de transferencia correspondiente a la Figura 4-6 (a) es (7).

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = - \left(\frac{R_2 + \frac{1}{Cs}}{R_1} \right) \quad (7)$$

Donde

$$K_p = \frac{R_2}{R_1} \quad (8)$$

$$K_I = \frac{1}{R_1 \cdot C} \quad (9)$$

4.2.1 Deducción de la ecuación en diferencia.

Para el cálculo de la ecuación en diferencia se utiliza la aproximación de Tustin, también conocida como aproximación bilineal o trapezoidal.

$$s \approx \frac{2 \cdot (z - 1)}{Tm \cdot (z + 1)} \quad (10)$$

$$z = e^{sTm} \quad (11)$$

Los sistemas con control discreto en el tiempo son equivalentes a los sistemas con control continuo.

La expresión para la discretización es como sigue:

$$x(k - 1) = X(k) \cdot z^{-1} \quad (12)$$

$$x(k - 2) = x(k - 1) \cdot z^{-1} = x(k - 2) \cdot z^{-2} \quad (13)$$

En las expresiones anteriores:

- $x(k)$ es la muestra tomada en el momento actual o último muestreo.
- $x(k - 1)$ es la muestra tomada en el instante anterior, y así sucesivamente.
- z^{-1} es el operando que representa el retraso introducido por el muestreo, con un periodo Tm .

Sustituyendo (12) en (13) se calcula la ecuación en diferencia del PI en función de la muestra anterior.

$$y(k) = y(k - 1) + K_1 \cdot (x(k) - x(k - 1)) + \frac{Tm \cdot K_2}{2} \cdot (x(k) + x(k - 1)) \quad (14)$$

Los valores K_1 y K_2 son las constantes que se obtienen de la funcionalidad “s2z Converter” de PSIM, que discretiza el PI analógico partiendo de los valores k y T, que a su vez se calculan a partir de las resistencias y condensadores del regulador PI analógico que se han obtenido con SmartCtrl.

La frecuencia de muestreo es mucho mayor (>10 veces) que la frecuencia de corte f_C del sistema controlado, por lo que se puede asumir que:

$$x(k) \approx x(k - 1) \quad (15)$$

Es decir, el sistema controlado tiene un comportamiento cuasiestático a la frecuencia de muestreo.

En ese caso la ecuación (14) se transforma en la ecuación (16).

$$y(k) = y(k - 1) + K_I \cdot x(k) + K_P \cdot x(k) \quad (16)$$

El término $y(k - 1)$ solo almacena los valores acumulados por la parte integral del control.

Una de las utilidades del PSIM es una calculadora que convierte los coeficientes en el dominio de Laplace “s” al dominio discreto z, “s2z Converter”.

La Figura 4-7 muestra la ventana de programación de dicha funcionalidad.

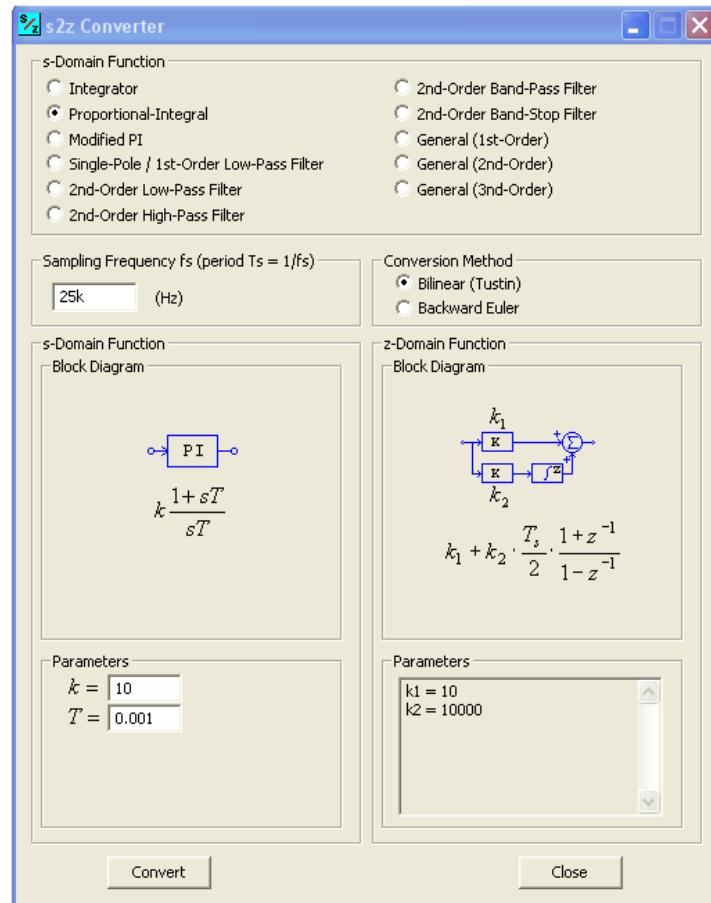


Figura 4-7 Conversor del espacio continuo “s” al dominio discreto “z” de PSIM.

La equivalencia entre los coeficientes del PI analógico y digital que se utiliza en PSIM es como sigue:

$$K_1 = K_P \quad (17)$$

$$K_2 = K_I \quad (18)$$

Las equivalencias se resumen en la Tabla 4-2.

	Dominio continuo “s”	Dominio continuo “z”
Coeficiente proporcional - K_P -	K	K_P
Coeficiente integral - K_I -	$\frac{K}{T}$	K_2

Tabla 4-2 Resumen de la equivalencias de las constantes en dominio frecuencial y discreto.

Donde:

- T es la constante del control integral en “s”
- f_s es la frecuencia de muestreo, a la cual le corresponde el período de muestreo T_m .

En este documento se define también f_M como frecuencia de muestreo y T_S como T_M , (en inglés sampling significa muestreo). Así se evita confundir la frecuencia muestro f_M del bucle de control con la frecuencia de conmutación f_{sw} del convertidor Flyback. De igual manera ocurre con el período de muestreo T_M y el período de conmutación de convertidor Flyback T_{sw}

4.2.2 Implementación de un PI en un microcontrolador en punto fijo.

En la Figura 4-8 se muestra un regulador PI digital simplificado en punto flotante, donde opera con valores reales de las variables de entrada.

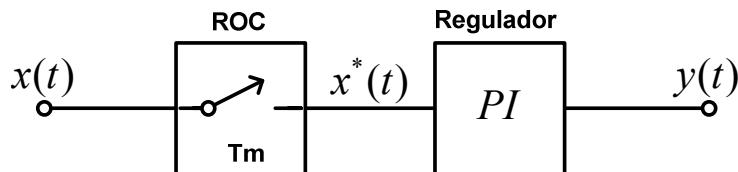


Figura 4-8 Diagrama del PI discreto en punto flotante.

En el diagrama:

- ROC es el retenedor de orden cero, que mantiene el valor de $x(t)$ constante a la salida, desde el inicio del período de muestreo hasta el final de T_s .
- $x^*(t)$ es la señal $x(t)$ discretizada.

Para que los microcontroladores trabajen en punto fijo, es decir con números enteros, la señal es digitalizada mediante un ADC (Conversor Analógico Digital).

El ADC introduce una ganancia al sistema que se expresa como:

$$G_{ADC} = \frac{2^N - 1}{Vref} \quad (19)$$

En la expresión (19), sus términos se definen como:

- N, el número de bits del ADC.
- Vref tensión de referencia.

En los casos en que el valor del ADC tiene signo, uno de los bits se utiliza para el signo, por lo tanto el valor de bits efectivo es $N - 1$.

Para que la ganancia del PI en punto fijo sea igual a la ganancia del PI analógico, es necesario dividir el PI en punto fijo por la ganancia del ADC G_{ADC} ver Figura 4-9.

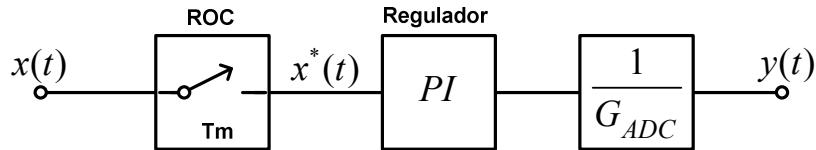


Figura 4-9 Regulador PI en punto fijo.

4.2.3 Re-escalado de los coeficientes KP y KI del PI en punto fijo.

Si se tienen los valores de los coeficientes KP y KI para un control PI en punto flotante como los valores K1 y K2 definidos por la calculadora s2z converter de PSIM, estos valores pueden ser decimales menores de la unidad.

Para obtener los valores de KP y KI para el PI en punto fijo, se debe multiplicar el menor de los dos valores por un factor de escalado $K_{ESCALADO}$ (K_{ESC}), tal que se tenga un número de dígitos significativos a la izquierda de la coma.

$$K_{ESC} > 0$$

El valor de K_{ESC} depende de la precisión que se desee lograr.

- Ejemplo del cálculo de K_{ESC} .

Supóngase que los coeficientes digitalizados con PSIM, mediante su función s2z convertir son:

K1 (K _P)	0.3543
K2 (K _I)	108.34932

Tabla 4-3 Valores de las constantes del PI en coma flotante.

Si se quiere operar con dos lugares significativos, el menor de los valores (en ese caso K1), se debe multiplicar por 100. Dicho valor define la constante de escalado. Por lo tanto, las nuevas constantes son como se indica en la Tabla 4-4

K1 (K _P)	35
K2 (K _I)	10834
K _{ESC}	100

Tabla 4-4 Valores de las constantes del PI discretizados.

En este caso el error cometido por el truncamiento de los coeficientes K_P y K_I es 1.1% y $2.7 \cdot 10^{-5}\%$ respectivamente, lo cual resulta ser aceptable en la mayoría de los controles reales.

De forma similar al caso del ADC, la nueva ganancia introducida en los coeficientes debe ser tenida en cuenta y por lo tanto compensada a la salida del PI, ver Figura 4-10.

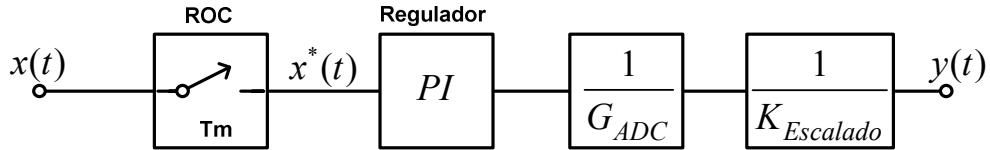


Figura 4-10 Regulador PI digital en punto fijo con reescalado.

4.2.4 Saturación de variables en el PI en punto fijo.

Cuando se diseña un control en punto fijo es necesario comprobar que las variables que contienen los valores de los distintos términos no desborden, esto es especialmente crítico en dispositivos digitales como microprocesadores, microcontroladores, FPGAs, ya que las variables se almacenan en registros que tienen un tamaño limitado.

Se debe tener especial cuidado con variables acumulativas como $y(k - 1)$ en el PI digital, ver fórmulas (16) y (14).

El valor máximo al cual se debe saturar la variable debe ser significativamente menor que la resolución de la variable, así cuando se realice el cálculo de $y(k)$ no se producirán desbordamientos.

Existen otras razones prácticas para saturar la variable $y(k - 1)$ y $y(k)$ debido a que los actuadores reales o periféricos a la salida del control PI tienen un rango dinámico limitado.

Por ejemplo en el caso del microcontrolador elegido para este proyecto sus PWMs a una frecuencia de 100KHz (se le asigna la abreviatura f_{SW}) tienen una resolución (R_{PWM}) de 320bits. Este valor se calcula como sigue:

$$R_{PWM} = \frac{F_{clock}}{f_{SW}} = \frac{32 \cdot 10^6}{10^5} = 320 \quad (20)$$

Por lo tanto en el caso de las variables $y(k)$ e $y(k - 1)$ deben tener como valor máximo un y_{max} . El valor del límite máximo se calcula en (21)

$$y_{max} \leq (R_{PWM} - 1) \cdot G_{ADC} \cdot K_{ESC} \quad (21)$$

El límite de y_{max} también está establecido por otras razones. Por ejemplo, en un convertidor basado en la topología Flyback el ciclo de trabajo no puede superar 1, pues es necesario dentro del ciclo de trabajo para transferir la energía a la salida, por esta razón en el caso específico del diseño presentado en este proyecto, el ciclo de trabajo de PWM se ha limitado a un 70% ($d = 0.7$). El nuevo límite se define como

$$y_{max} = 70 \cdot [(R_{PWM} - 1) \cdot G_{ADC} \cdot K_{ESC}] / 100 \quad (22)$$

La limitación de las variables acumulativas es importantes para evitar transitorios prolongados.

4.2.5 Validación en PSIM de los distintos algoritmos de PI analizados.

Para valorar los algoritmos digitales definidos por las expresiones (2), (4), (11), y (12), así como la implementación de (11) en punto fijo, se realiza una comparación de la respuesta de cada uno de ellos ante una señal cuadrada en la entrada y la respuesta en frecuencia mediante la herramienta de simulación PSIM.

Para la simulación se han utilizado los parámetros definidos en la Tabla 4-5.

Tensión de entrada Vin	18V
Tensión de salida Vo	15V
Frecuencia de conmutación	100KHz
Potencia	24W
Inductancia de la bobina L	40uH
Relación de transformación	0.59
Resistencia parásita de la bobina.	26mΩ
Condensador de salida	330mF
Resistencia en serie del condensador	26mΩ

Tabla 4-5 Valores de los componentes del convertidor Flyback.

La digitalización de los coeficientes del PI analógico se ha realizado utilizando la calculadora en PSIM “s2z Conveter”.

PI	Función de transferencia	Coeficientes
Analógico	$\frac{Y(s)}{X(s)} = K \cdot \left(\frac{1 + sT}{sT} \right)$	$K = 10$ $T = 0.001$
Analógico con amplificador operacional inversor.	$\frac{Y(s)}{X(s)} = - \left(\frac{R2}{R1} + \frac{1}{R1 \cdot Cs} \right)$	$R1 = 1K\Omega$ $R1 = 10K\Omega$ $C = 100nF$
PI digital N°1	$y(k) = y(k - 1) + K_p \cdot [x(k) - x(k - 1)] + \frac{Tm \cdot K_I}{2} \cdot [x(k) - x(k - 1)]$	$K1 = K_p = 10$ $K2 = K_I = 10^4$ $Tm = 40\mu s$

PI digital N°2	$y(k) = y(k - 1) + K_p \cdot x(k) + Tm \cdot K_p \cdot x(k)$	$K1 = K_p = 10$ $K2 = K_I = 10^4$ $Tm = 40\mu s$
PI digital N°3	$y(k) = y(k - 1) + K_p \cdot [x(k) - x(k - 1)] + \frac{Tm \cdot K_I}{2} \cdot [x(k) - x(k - 1)]$ $y = \frac{y1(k)}{G_{ADC} \cdot K_{ESC}}$	$K_p = 10$ $K_I = 10^4$ $Tm = 40\mu s$ $K_{ESC} = 10$ $G_{ADC} = \frac{2^{12} - 1}{3} = 1365$ $K_{P_{PF}} = K_p \cdot K_{ESC} = 100$ $K_{I_{PF}} = K_p \cdot Tm \cdot K_{ESC} = 4$

Tabla 4-6 Parámetros de la simulación de los reguladores.

En la Tabla 4-6:

- PI digital N°1 se refiere al regulador PI tras discretizar el regulador analógico.
- PI digital N°2 se refiere al regulador PI discretizado tras aplicar la simplificación (15).
- PI digital N°3 se refiere al regulador PI discretizado en punto fijo.

En la Figura 4-11 se muestra el esquema eléctrico usado para la simulación de la respuesta de los PI, el efecto del muestreo que introduce el retenedor de orden cero se genera internamente en el bucle de control de cada uno de los bloques de control en código C de PSIM. La frecuencia de muestreo es $40\mu s$.

En la Tabla 4-7 se muestra el código interno del bloque C del PI digital N°1 (PI_Digital 1) de la Figura 4-11.

```

static double T_sampling = 0.00004, Y_ant1=0, x1_ant1=0;
static double error1 = 0 , integral1 = 0, Y1 = 0;
static float t_anterior1 = 0;
static double Reloj=0;
static double Ki1 = 10000, Kp1 = 10;

if( (t-t_anterior1)>=T_sampling )
{
    t_anterior1 = t;
    integral1 = integral1 + T_sampling*Ki1*x1;
    Y1=Y_ant1 + Kp1*(x1-x1_ant1)+ T_sampling*Ki1*(x1+x1_ant1)/2;
    Y_ant1=Y1;
    x1_ant1=x1;
    if(Reloj >0.5)
    {
        Reloj = 0;
    }
    else
    {
        Reloj = 1;
    }
}

```

```

        }
y1= Y1;
y2= Reloj;
```

Tabla 4-7 Código en C del regulador PI.

En la Figura 4-11 se muestran el esquema para el estudio frecuencial y en Figura 4-12 el resultado de las simulación (ganancia y fase).

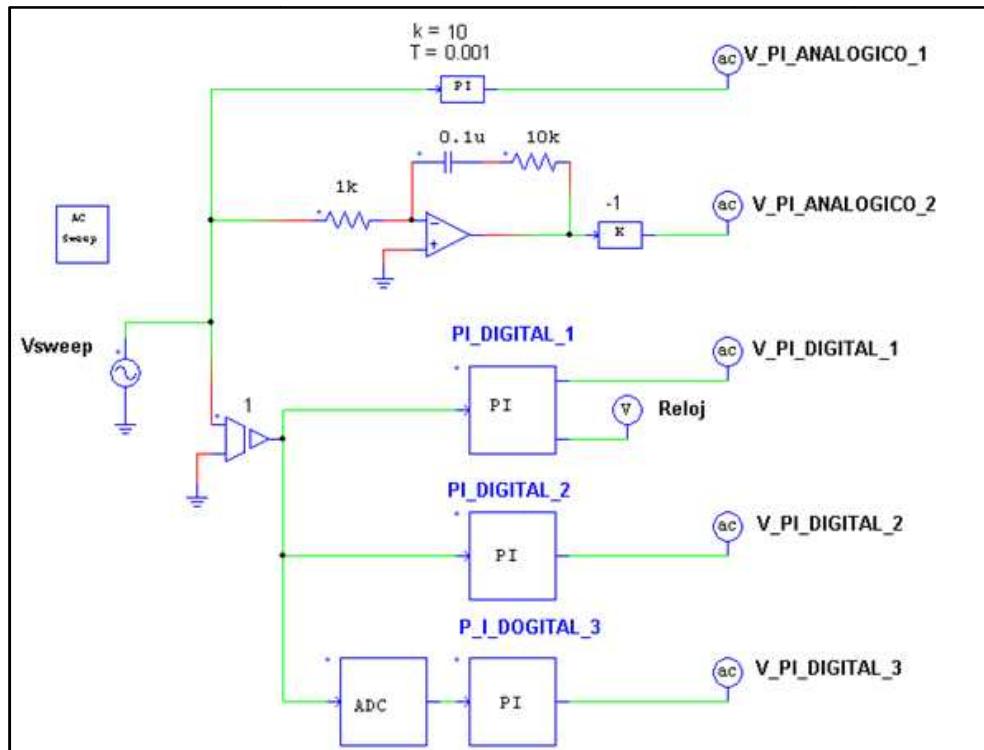


Figura 4-11 Esquema de la configuración de los reguladores PI para estudio frecuencial.

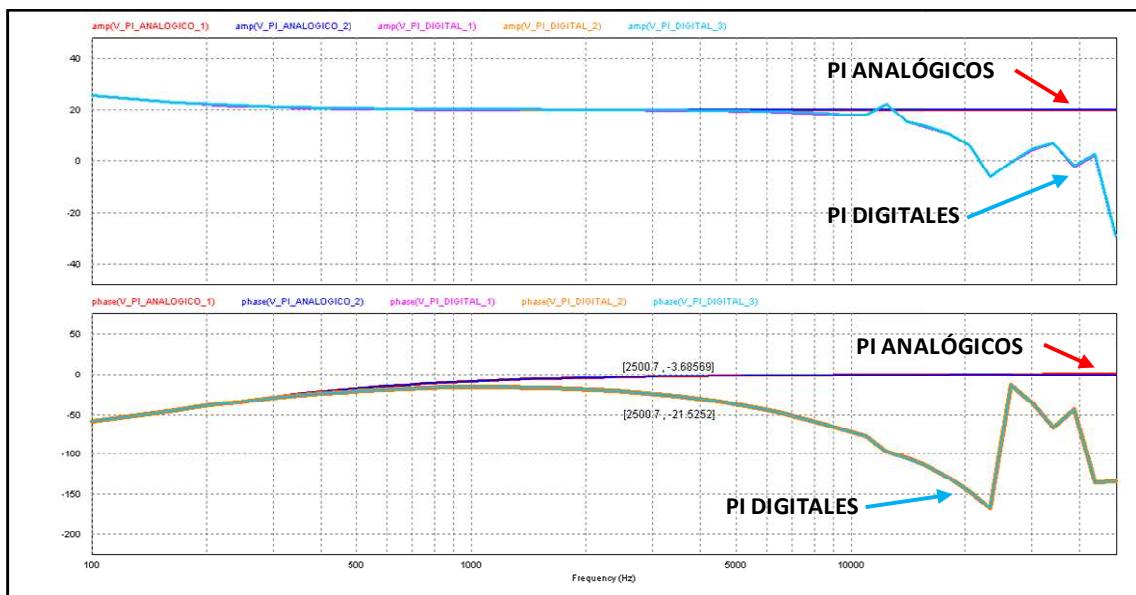


Figura 4-12 Resultados de los reguladores PI en la simulación del dominio frecuencial.

A raíz de los resultados se concluye que:

- Prácticamente la fase de los PI digitales empiezan a retrasarse respecto al PI analógico medida que la frecuencia se aproxima a la frecuencia de muestreo f_M de valor 25KHz.
- El retraso adicional entre los algoritmos analógicos y digitales es de -17.9° @ 2.5KHz, que resulta ser 1/10 de la frecuencia de muestreo.
- Los PI analógicos y digitales se comportan de igual forma. Este hecho valida la expresión simplificada del PI en las versiones utilizadas: PI digital N°2 y PI digital N°3.

La respuesta del PI en el dominio del tiempo se realiza utilizando el esquema de la Figura 4-13.

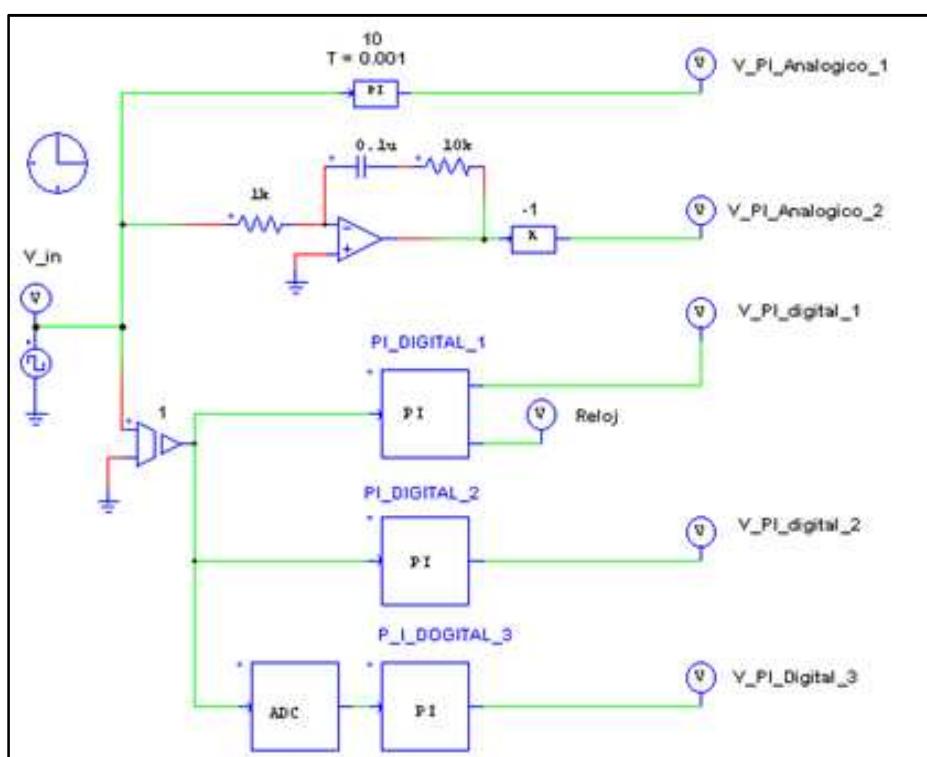


Figura 4-13 Esquema para la simulación del comportamiento de los reguladores ante señal cuadrada.

A los cinco tipos de PI implementados se le aplicó una señal de excitación cuadrada de amplitud 1V y frecuencia 200Hz.

En Figura 4-14 se comprueba que en todos los casos el comportamiento de los reguladores PI son iguales dada la entrada de señal cuadrada. Este resultado viene a corroborar que los PI digitales son equivalentes entre ellos (al menos en la simulación) y son también equivalentes a los analógicos siempre que la señal de entrada tenga una frecuencia mucho menor que la frecuencia de muestreo.

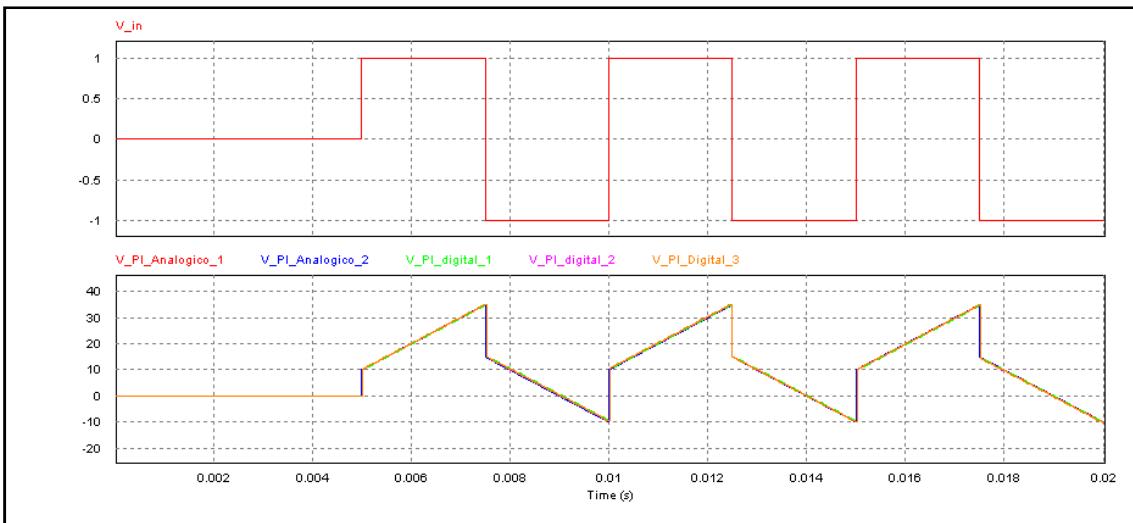


Figura 4-14 Respuesta de los reguladores ante señal cuadrada en la entrada.

En la Figura 4-15 se muestra una señal de reloj, la cual alterna entre 0 y 1 cada vez que se entra en el bucle de control para muestrear, de esa manera se genera el ROC del ADC antes mencionado y se ajusta la frecuencia de control f_M

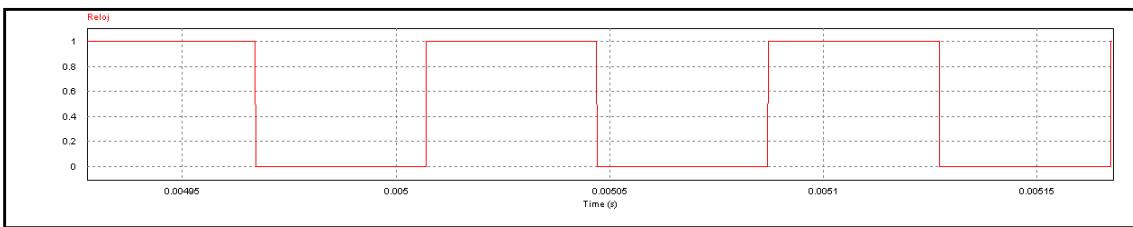


Figura 4-15 Señal reloj indicador de la frecuencia de muestreo.

Como conclusión de las simulaciones se puede afirmar que:

- 1) En la práctica los algoritmos digitales analizados se comportan iguales entre sí.
- 2) Para frecuencias menores de 1/10 de la frecuencia de muestreo la ganancia de distintos PI es prácticamente igual.
- 3) Para frecuencias menores de 1/10 de la frecuencia de muestreo el desfase es menor de -17.9° y disminuye con la frecuencia.
- 4) Las frecuencias de corte de los controles recomendada, donde se utilizan los PI digitales analizados debe ser menor de 1/10 de la frecuencia de muestreo.

Las anteriores conclusiones están ampliamente registradas en la literatura.

4.3 Diseño y comparación de un control analógico y su equivalente digital en punto fijo para controlar un convertidor Flyback.

En objeto de este apartado es diseñar el control analógico del convertidor Flyback analizado en los capítulos anteriores, basado en el circuito integrado UC3843. El control

del convertidor se implementará mediante un control por tensión de salida, teniendo por tanto un único bucle de control.

Posteriormente se diseñará un control digital equivalente para la misma planta y se compararán ambos entre ellos. La comparación se realizará en base a respuesta ante escalones de tensión de entrada y escalones de carga.

4.3.1 Pasos para el diseño de los controles analógico y digital.

1. Diseño del control utilizando para ello SmartCtrl (software para el diseño de controles presente en PSIM).
2. Definición de los valores reales de resistencias y condensadores del control analógico basado en los condensadores y resistencias disponibles.
3. Diseño del control digital basado en el criterio de igualdad de ganancia entre control analógico y digital.
4. Comparación de los diagramas de Bode de ambos controles.
5. Comparación de la respuesta de ambos controles ante escalón de carga y escalón de tensión de entrada.
6. Finalmente se realizará el montaje experimental de ambos convertidores, se programarán escalones de carga y se comparará la respuesta de ambos.

PASO 1. Diseño con SmartCtrl y PSIM.

Los parámetros del diseño analógico se muestran en la Tabla 4-8.

Desde la Figura 4-16 hasta la Figura 4-20, se muestran las ventanas de configuración del SmartCtrl para la introducción de las características del convertidor Flyback con control PI analógico.

Tensión de entrada V_{IN}	18V
Tensión de salida V_O	15V
Frecuencia de conmutación	100KHz
Potencia	24W
Inductancia de la bobina L	40 μ H
Relación de transformación	0.59
Resistencia parásita de la bobina.	26m Ω
Condensador de salida ² C2	330mF
Resistencia en serie del condensador	26m Ω

Tabla 4-8 Valores de los componentes del convertidor Flyback implementado en PSIM y SmartCtrl.

²**FE DE ERRATA:** Se cometió un error al introducir los datos del convertidor Flyback en el SmartCtrl. El condensador de salida C2 se definió con un valor de 330mF en lugar de 330 μ F, que corresponde al valor utilizado en la simulación de PSIM y en la plataforma de pruebas. Este error no compromete los desarrollos y conclusiones alcanzadas para la digitalización del PI digital en punto fijo a partir del PI analógico calculado en SmartCtrl. Este error solo tiene un impacto negativo en la estabilidad del sistema: convertidor + control en bucle cerrado, tanto para el PI analógico como para el digital.

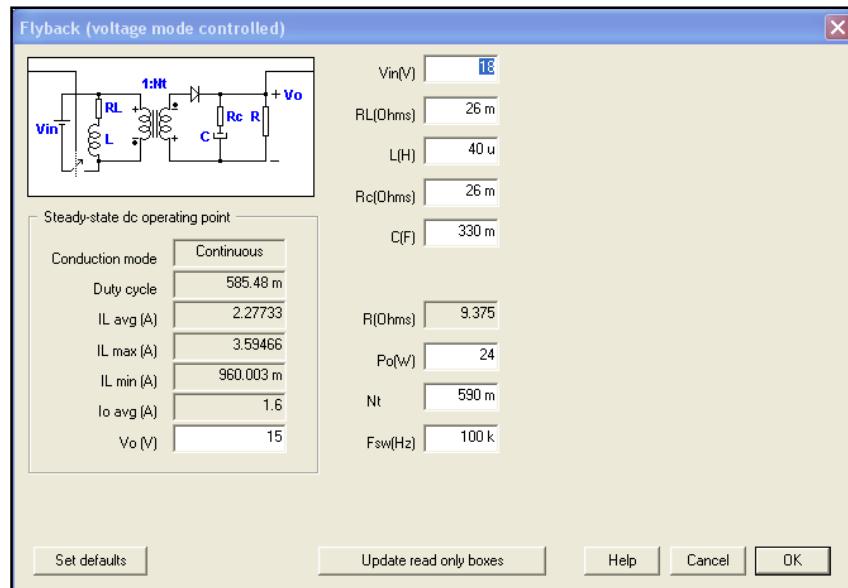


Figura 4-16 Ventana del SmartCtrl para el diseño del control por tensión del convertidor Flyback.

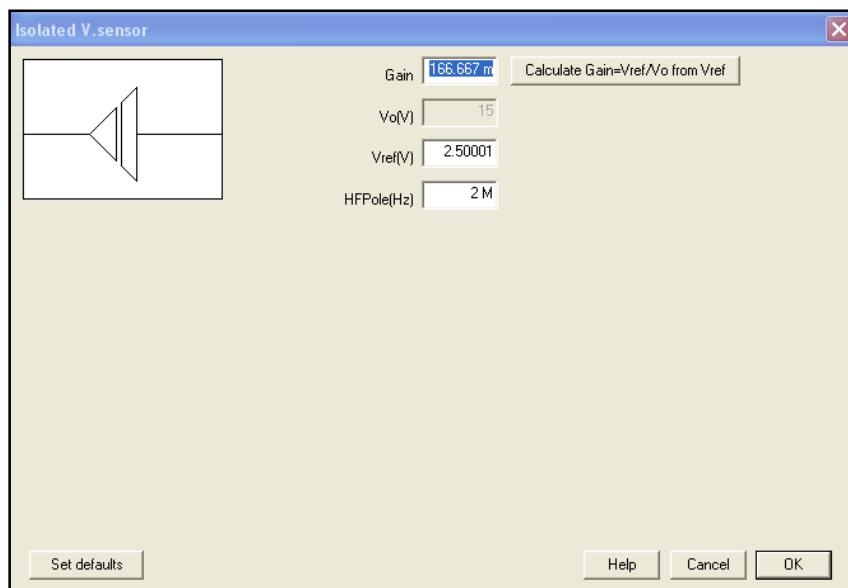


Figura 4-17 Ventana del SmartCtrl para el diseño de la red de realimentación.

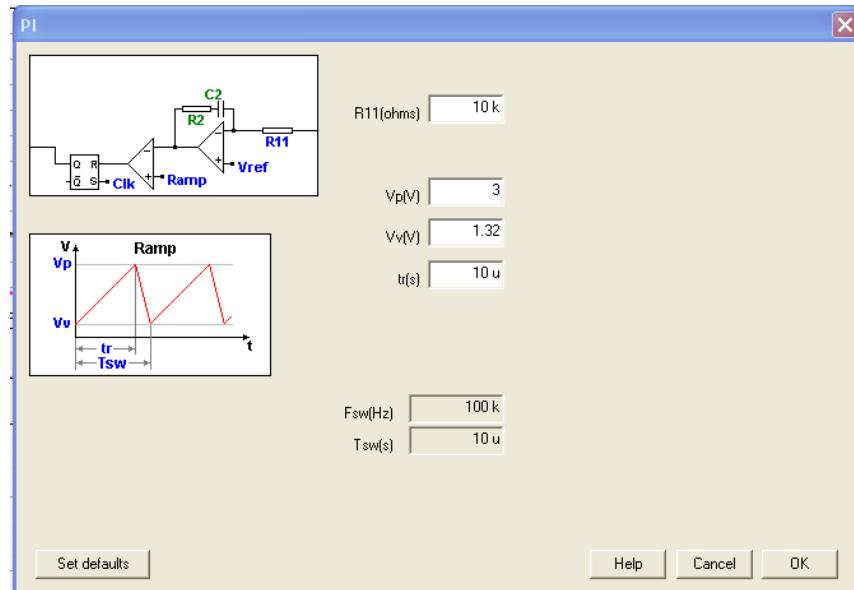


Figura 4-18 Ventana de configuración de SmartCtrl para el diseño del PI.

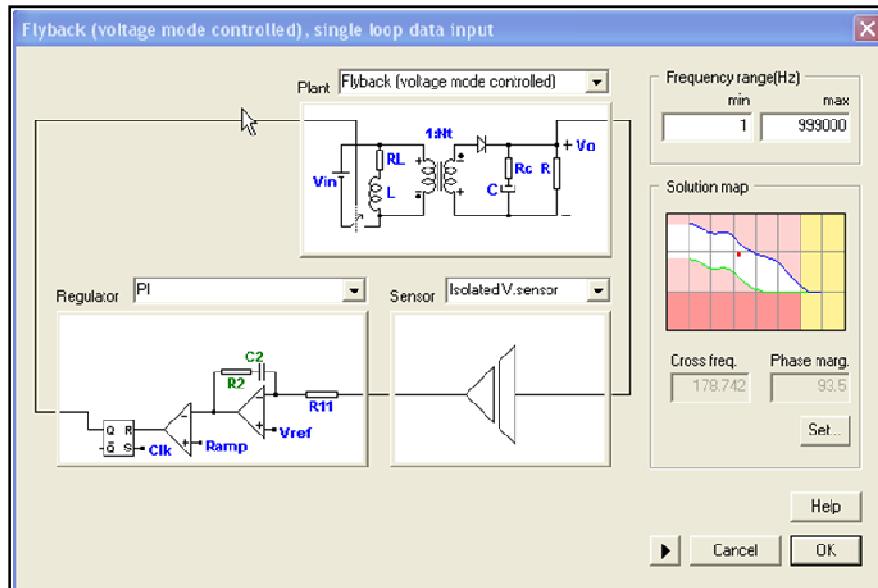


Figura 4-19 Diseño del convertidor Flyback con control por tensión en SmartCtrl.

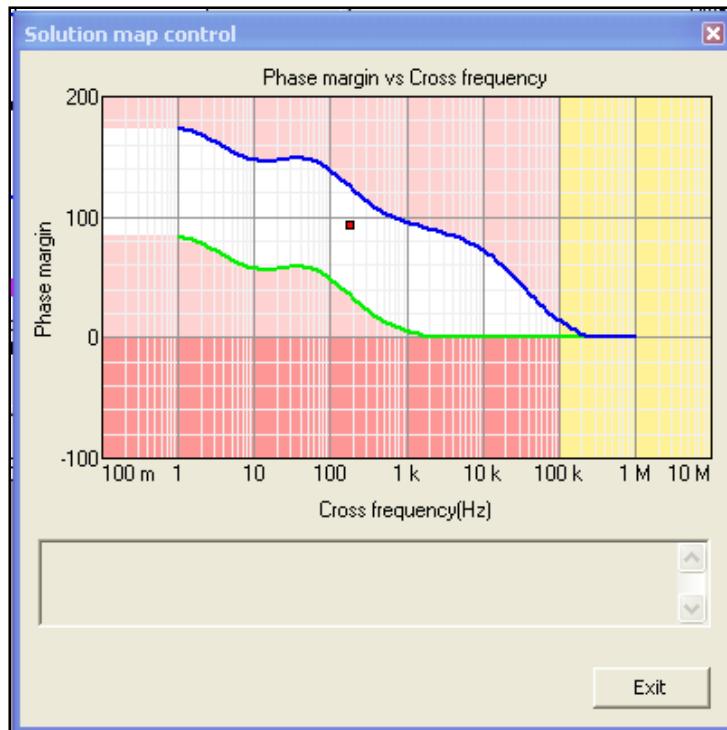


Figura 4-20 Solution Map para el diseño del PI.

En la Figura 4-21, el valor de la rampa ΔV es 0.56V, pero se multiplica por 3 para incluir la ganancia de 1/3 del divisor resistivo del UC3843 a la salida del amplificador de error.

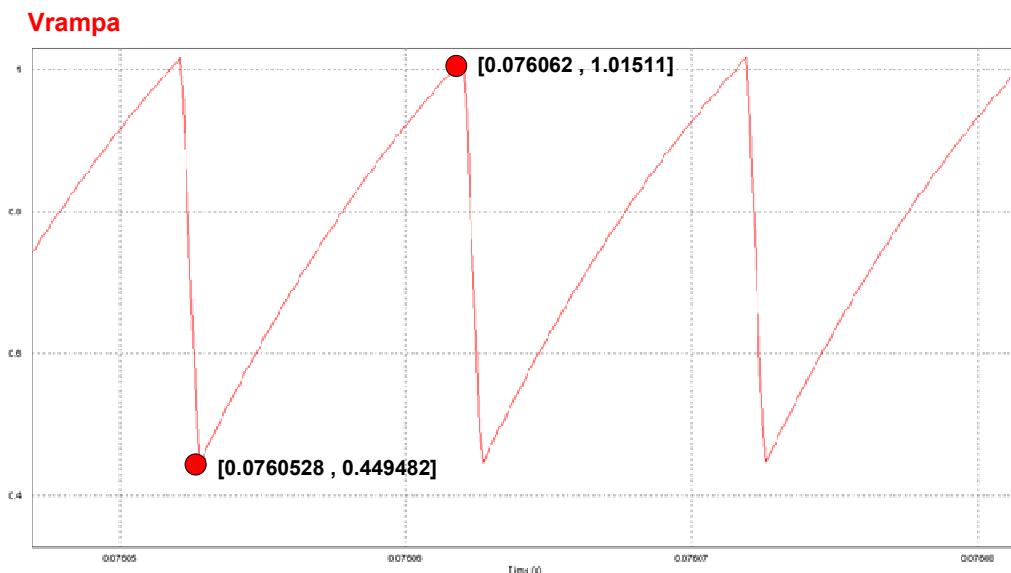


Figura 4-21 Tensión de la rampa de comparación medida en la pata 4 del integrado UC3843.

La Figura 4-22 muestra la ubicación del punto de diseño del regulador en el mapa de soluciones, que muestra en blanco la región factible para el diseño del mismo. Se define el margen de fase 75.7° y la frecuencia de corte 258Hz.

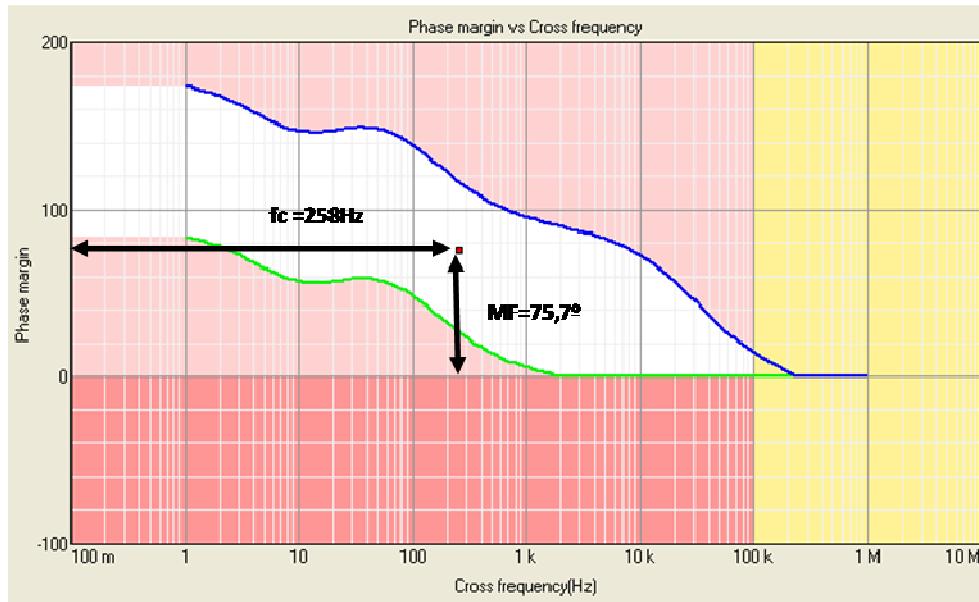


Figura 4-22 Diseño del PI conforme al mapa de soluciones.

Suponemos que la frecuencia de corte es lo suficientemente baja y el margen de fase es suficientemente grande para que al diseñar el control digital a partir de este resultado, y considerando el desfase que se introduce debido al muestreo a frecuencias mayores, no se produzca la desestabilización del convertidor en bucle cerrado. Pero esta hipótesis se comprobará mediante la simulación del convertidor y su montaje en la práctica.

En Figura 4-23, se muestran los diagramas de Bode tomados del SmartCtrl.

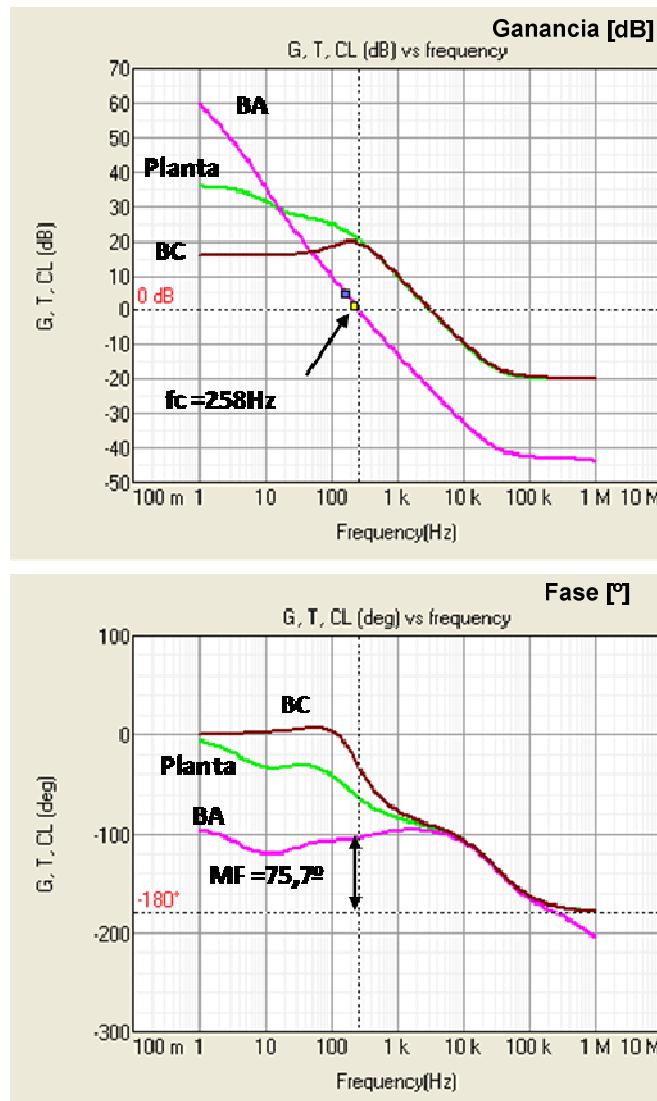


Figura 4-23 Diagrama de bode del convertidor Flyback en bucle abierto (BA) y bucle cerrado (BC).

PASO 2. Definición de condensadores y resistencias reales.

Los valores de resistencia y del condensador obtenidos en el SmartCtrl se muestran en la tabla ss, así como sus valores reales disponibles más próximos.

	Resultados de SmartCtrl	Valores reales.
R1_PI	10KΩ	10KΩ
R2_PI	7.2KΩ	7.5KΩ
C	98.58nF	100nF

Tabla 4-9 Valores de las resistencias y el condensador del PI calculado en SmartCtrl.

PASO 3. Cálculo de los coeficientes del PI digital a partir de los resultados analógicos.

A partir de los valores reales se calculan los nuevos coeficientes del PI analógico en PSIM.

$$K = \frac{R2PI}{R1PI} = \frac{7.5K\Omega}{10K\Omega} = 0.75 \quad (18)$$

$$T = R1PI \cdot C \cdot K = R1PI \cdot C \cdot \frac{R2PI}{R1PI} = C \cdot R2PI \quad (19)$$

$$T = 7.5 \cdot 10^3 \cdot 10^{-7} = 7.5 \cdot 10^{-4}$$

Con los datos anteriores de K y T y la frecuencia de muestreo obtenida los valores de $K1$ y $K2$ para el control digital usado anteriormente, se calculan los nuevos valores del regulador discreto PI, utilizando para ello la calculadora de PSIM “s2z Converter”, ver Figura 4-24.

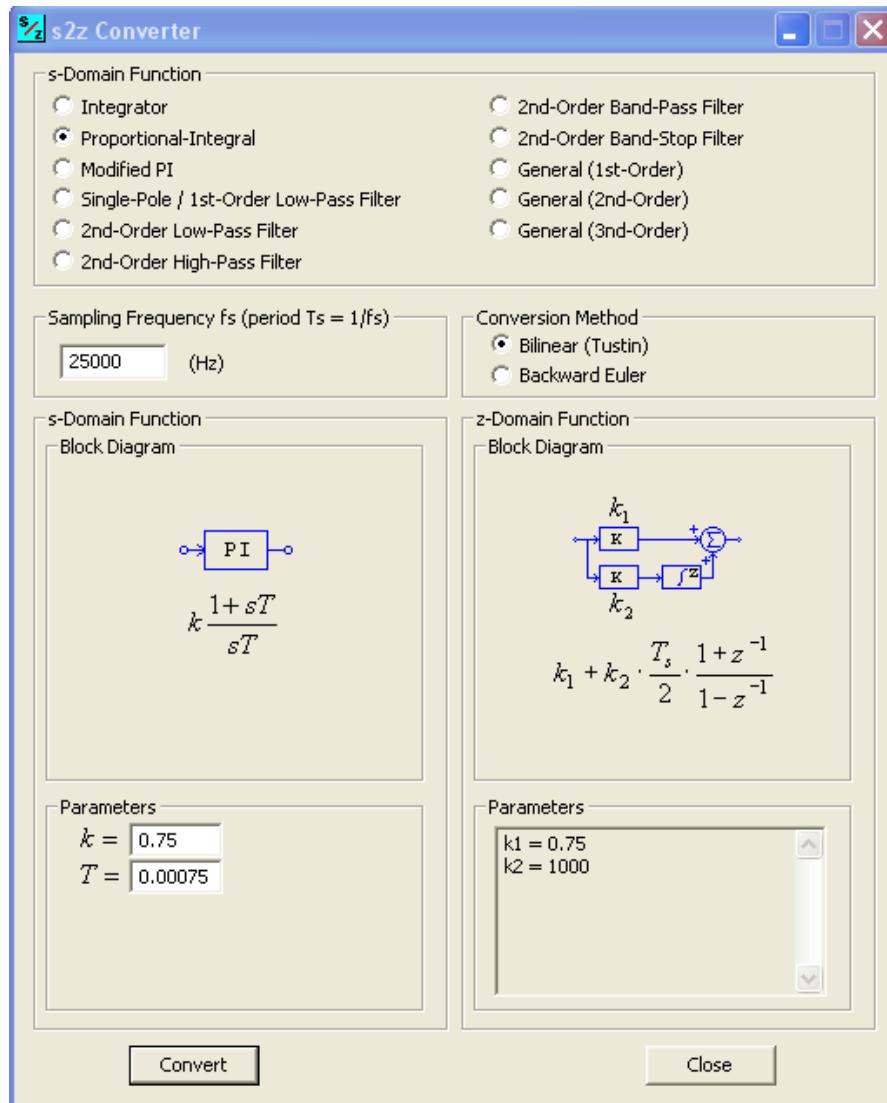


Figura 4-24 Calculadora en PSIM de coeficientes de reguladores discretos a partir de regulador analógico.

Los valores obtenidos son:

$$KP = K1 = 0.75 \quad (20)$$

$$KI = K2 = 1000 \quad (21)$$

4.3.1.1 Diseño del control digital basado en el criterio de la igualdad de la ganancia.

Para el cálculo del PI digital equivalente al analógico es necesario igualar la ganancia en bucle abierto del control analógico (mediante UC3843) y con la ganancia en bucle abierto del control digital con el microcontrolador.

La ganancia del control analógico, se sustituye por su ganancia digital equivalente como sigue.

La ganancia del bucle abierto del control analógico es la siguiente:

$$G_{BA\,Analógica} = G_{flyback} \cdot G_{PI\,Analógica} \cdot \beta_{Analógica} \cdot \frac{1}{3 \cdot \Delta V_{rampa}} \quad (22)$$

En el caso del bucle digital, se calcula como:

$$G_{BA\,Digital} = G_{flyback} \cdot G_{PI\,Digital} \cdot \beta_{Digital} \cdot \frac{1}{G_{PWM}} \quad (23)$$

Igualando las expresiones (22) y (23) se tiene que:

$$G_{BA\,Digital} = G_{PI\,Analógica} \cdot \frac{\beta_{Analógica}}{\beta_{Digital}} \cdot \frac{G_{PWM}}{3 \cdot \Delta V_{rampa}} \quad (24)$$

Donde:

- La ganancia la red de realimentación analógica $\beta_{Analógica}$ es igual a $2.5V/15V = 0.166$.
- La ganancia la red de realimentación digital $\beta_{Digital}$ es igual a $0.5V/15V = 0.0333$
- Ganancia de la modulación PWM G_{PWM} igual a 319V (resolución del PWM).
- Valor pico a pico de la rampa de comparador de tensión ΔV_{rampa} del UC3843 (pata 4), de valor 0.56V.

Sustituyendo estos valores en la expresión (24) se tiene:

$$G_{BA\,Digital} = \frac{0.1666 \cdot 319}{0.0333 \cdot 3 \cdot 0.56} \cdot G_{PI\,Analógica} \quad (25)$$

$$G_{BA\,Digital} = 950 \cdot G_{PI\,Analógica} \quad (26)$$

La expresión (25) y (26) definen que si se quiere implementar un control digital con el microcontrolador que sea equivalente a un control analógico (concretamente utilizando el dispositivo UC3843). Los coeficientes de la expresión (20) y (21) han de ser multiplicados por 950.

$$KP^* = 950 \cdot K1 = 950 \cdot 0.75 = 712 \quad (27)$$

$$KI^* = 950 \cdot K2 = 950 \cdot 1000 = 9.5 \cdot 10^5 \quad (28)$$

Antes de utilizar KI^* en punto fijo, se debe multiplicar por la constante de muestreo ($TS = 40\mu s$), según la expresión (18).

$$KI^{**} = TS \cdot KI^* = 40 \cdot 10^{-6} \cdot 9.5 \cdot 10^5 \quad (18)$$

$$KI^{**} = 38 \quad (19)$$

Considerando los resultados obtenidos para KP^* y KI^{**} (son números enteros mayores que 1) no es necesario reescalarlos.

Los valores obtenidos para el PI digital en punto fijo, equivalentes al control analógico corresponden a la Tabla 4-10.

	Valores
KI^{**}	712
KP^*	38

Tabla 4-10 Coeficientes del PI digital en punto fijo.

PASO 4. Validación de los cálculos de los coeficientes mediante diagrama de Bode.

La comparación se realiza entre el PI digital en punto fijo y el PI analógico realizando un barrido en frecuencia.

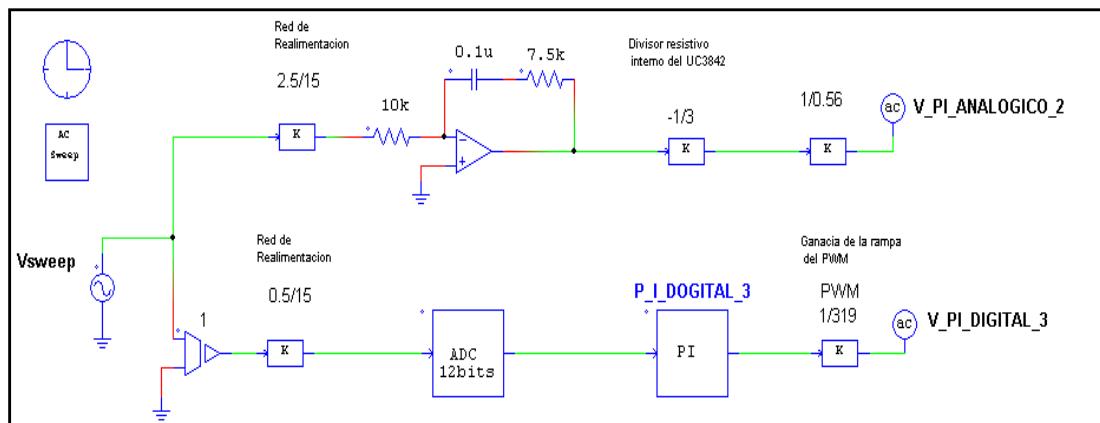


Figura 4-25 Esquema eléctrico utilizado para el barrido en frecuencia.

En la Figura 4-25 se muestra el esquema eléctrico para la comparación de regulador PI en modo analógico y digital, y la Figura 4-26 se muestran la comparación entre los diagramas de bode del barrido en frecuencia para el control analógico y el control digital equivalente.

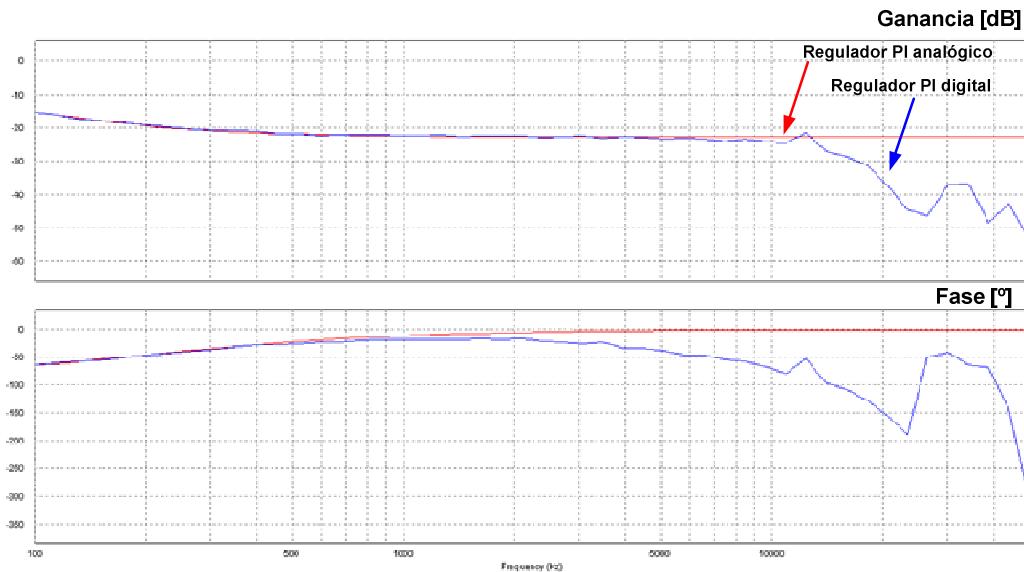


Figura 4-26 Diagrama de Bode del convertidor Flyback con control PI digital y analógico.

Como se puede observar en la figura, a bajas frecuencias, incluyendo frecuencias vecinas a la frecuencia de corte obtenida en SmartCtrl, las ganancias de fase de los controles analógico y digital, coinciden. Por lo tanto, el análisis de estabilidad también debería ser aplicable al control digital, pero esto se debe demostrar mediante la simulación y el montaje y medición del sistema en la práctica.

A altas frecuencias, la ganancia y la fase divergen, existiendo una reducción de la ganancia y aumento del retraso introducido por la frecuencia de muestreo.

Este gráfico viene a corroborar la validez del cálculo de los coeficientes digitales.

PASO 5. Respuesta del convertidor en bucle cerrado en el tiempo.

En la Figura 4-27 se muestra el circuito del convertidor con control analógico utilizado para determinar la respuesta ante transitorios de carga y tensión de entrada.

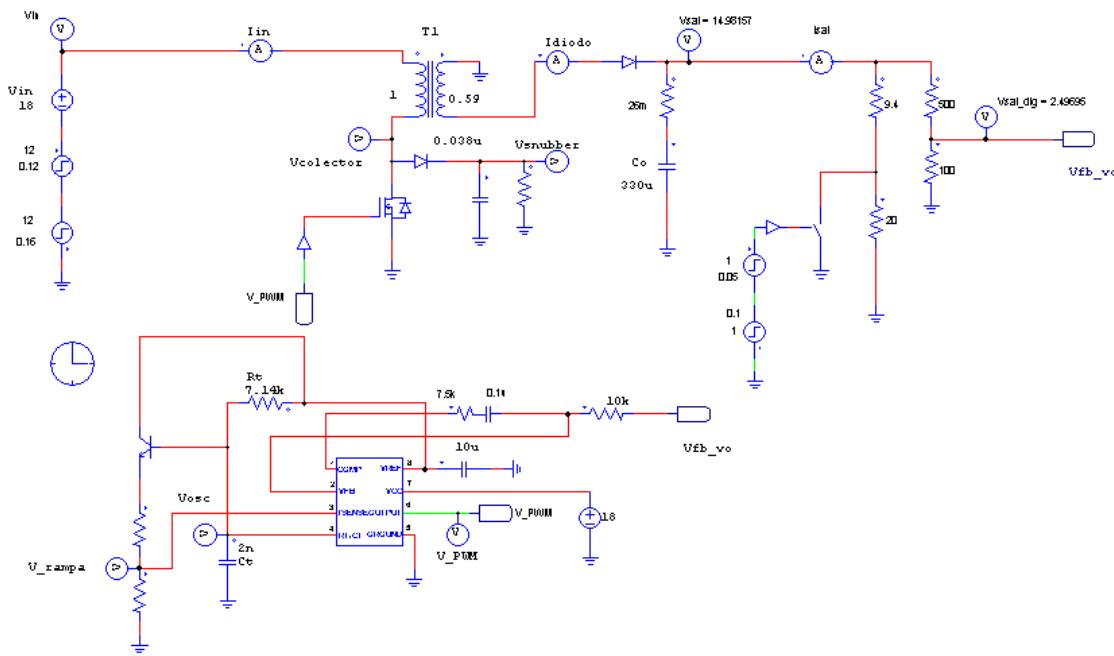


Figura 4-27 Esquema eléctrico del convertidor Flyback con control PI analógico (UC3843).

El escalón de carga provoca que el cambio de régimen en el convertidor, de modo de conducción continua (MCC) a modo de conducción discontinuo (MCD) y viceversa. Esto implica la modificación del ciclo de trabajo y por lo tanto una mejor comparación entre ambos tipos de controles.

Una simulación similar se realiza con el mismo convertidor pero utilizando el control digital implementado Figura 4-28.

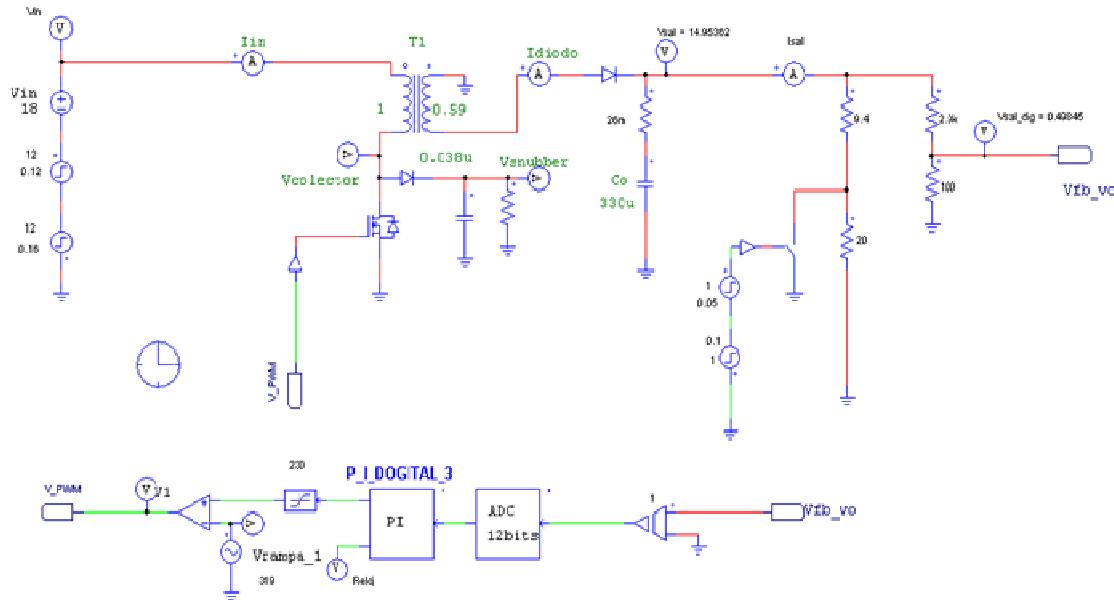


Figura 4-28 Esquema eléctrico del convertidor Flyback con control PI digital.

En la Figura 4-29 se comparan los resultados de la simulación utilizando los controles analógicos y digitales.

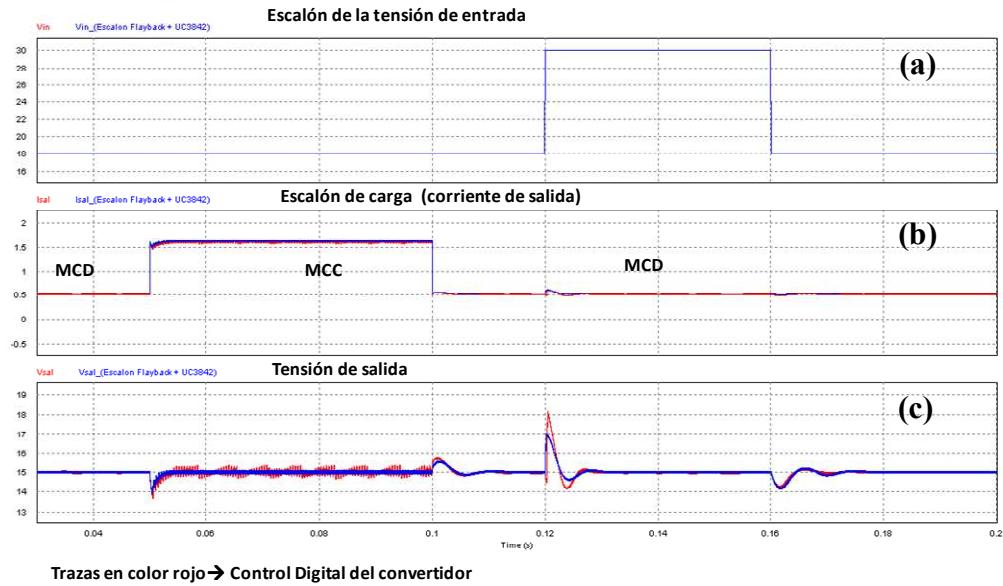


Figura 4-29 Comparación de la respuesta dinámica del convertidor Flyback con control analógico y digital ante escalón de carga.

La forma de onda (a) es la tensión de entrada, la forma de onda (b) es la corriente de salida y la forma de onda (c) es la tensión de salida.

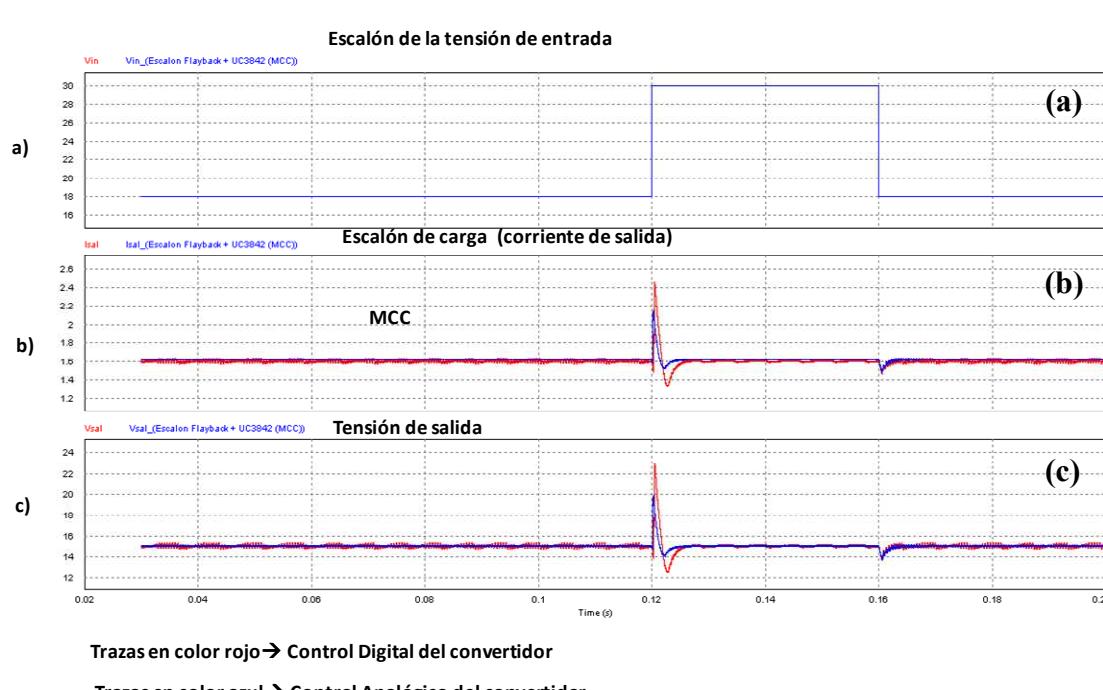


Figura 4-30 Comparación de la respuesta dinámica del convertidor Flyback con control analógico y digital ante escalón de carga en MCC.

En Figura 4-30 se muestra un transitorio de la tensión de entrada en MCC. Por lo tanto, el análisis de estabilidad también debería ser aplicable al control digital, pero esto se debe demostrar mediante la simulación y el montaje y medición del sistema en la práctica. En el flanco de bajada ambas respuestas son idénticas.

Se observa que ambos controles tienen una respuesta parecida ante escalón de gran señal, sin embargo en MCC se observa un armónico de alta frecuencia (Figura 4-31) que se está amplificando. La presencia de dicho armónico no se podía prever a partir del análisis de estabilidad realizado con SmartCtrl.

En MCD la regulación de ambos controles es buena y el comportamiento de ambos controles es muy similar, aquí no aparece desestabilización, esto es debido a que el convertidor Flyback pierde ganancia al pasar de MCC a MCD y se reduce el ancho de banda en bucle abierto del sistema alejándose la frecuencia de corte más de los valores donde el muestreo afecta la fase y puede desestabilizar el convertidor con control digital.

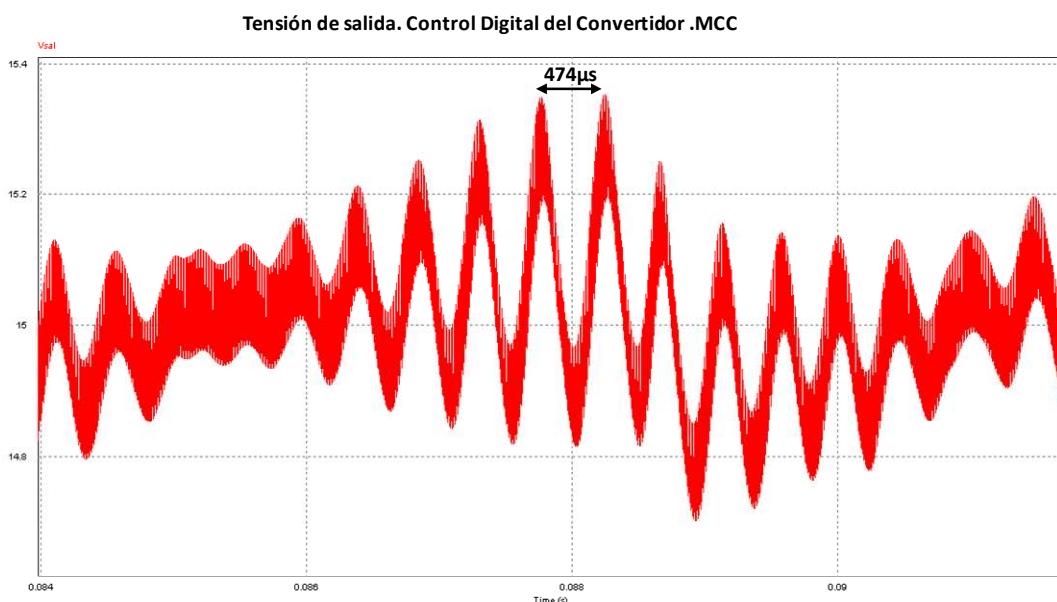


Figura 4-31 Detalle de la oscilación en la tensión de salida por la influencia de armónico no deseado.

Queda demostrado que realizar un análisis de la estabilidad en el dominio de la frecuencia “s” y extrapolarlo al dominio discreto “z”, tiene un alcance limitado, pero el objetivo del proyecto es estimar la respuesta dinámica del convertidor con control digital, lo cual se ha logrado, pues el control digital diseñado es estable a pesar de las oscilaciones en MCC.

CAPÍTULO 5. VALIDACIÓN EXPERIMENTAL

En el presente capítulo se procede a validar experimentalmente el funcionamiento del control, en cada una de las tres metodologías diseñadas, sobre la plataforma de pruebas convertidor Flyback, que son:

- Regulador PI analógico, utilizando para ello el circuito integrado UC3843.
- Regulador PI digital estándar, utilizando para ello el microcontrolador STM32L-Discovery.
- Regulador PI digital simplificado, empleando también el mismo controlador como soporte hardware.

Los resultados serán contrastados con los cálculos y simulaciones realizados en capítulos anteriores.

En primer lugar se describe la instalación (instrumentos de medida y plataforma de pruebas), utilizadas en el proceso de validación experimental.

Las pruebas que se realizarán en el convertidor con los distintos tipos de controles son:

- Pruebas estáticas del convertidor a tensiones de entrada de 15V, 18V y 30V.
- Pruebas de la respuesta dinámica ante escalones de carga.

5.1 Descripción de la instalación para la medición.

En la Figura 5-1 se muestra los instrumentos utilizados para las medidas.

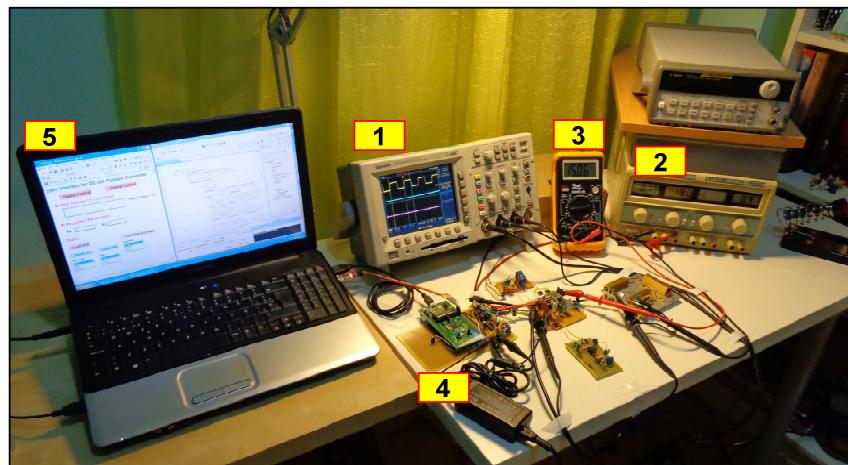


Figura 5-1 Montaje experimental. Instrumentos de medida.

1. Osciloscopio Tektronix TDS 3014B.
2. Fuente de tensión 1 “DC Power Supply DF1731SB” para la alimentación del convertidor Flyback.
3. Multímetro Bricolux.
4. Fuente de tensión 2 “Alimentador Portátil Universal NIMO” de 15V para la alimentación de los dispositivos de control.
5. Ordenador HP Compaq.

La Figura 5-2 muestra cada uno de los bloques funcionales de la plataforma de pruebas, estos son:

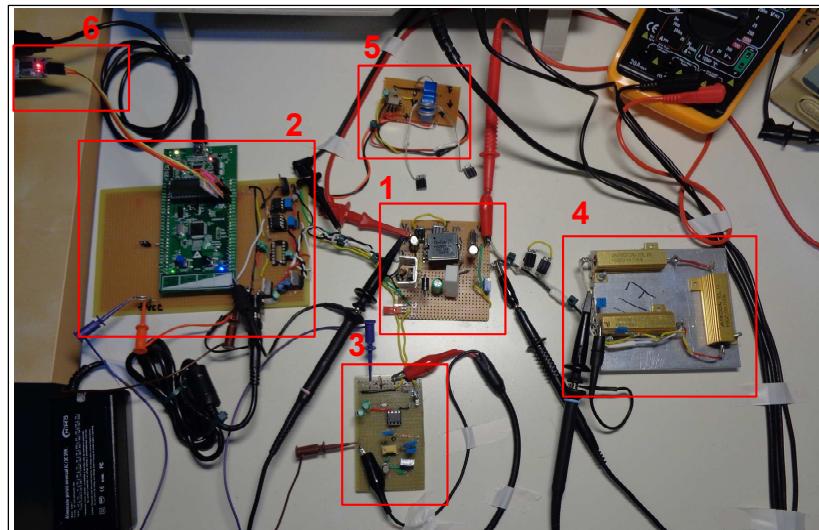


Figura 5-2 Bloques de la plataforma de pruebas.

1. Convertidor Flyback.
2. Control digital con microcontrolador STM32L-Discovery.
3. Control analógico implementado con el dispositivo integrado UC3843.
4. Carga resistiva.
5. Sensor LEM para la medida de la corriente de salida ante escalones de carga.
6. USB-TTL para la comunicación serie entre el microcontrolador y el PC

Los programas de software empleados son, ver Figura 5-3:

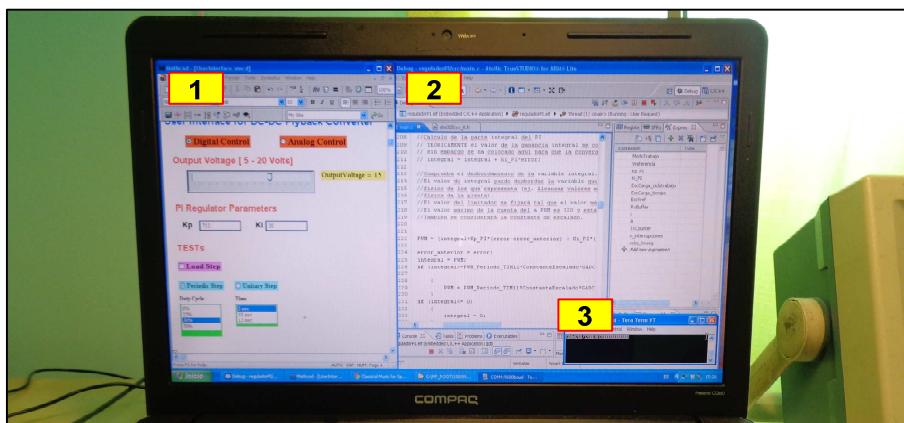


Figura 5-3 Montaje experimental. Programas utilizados.

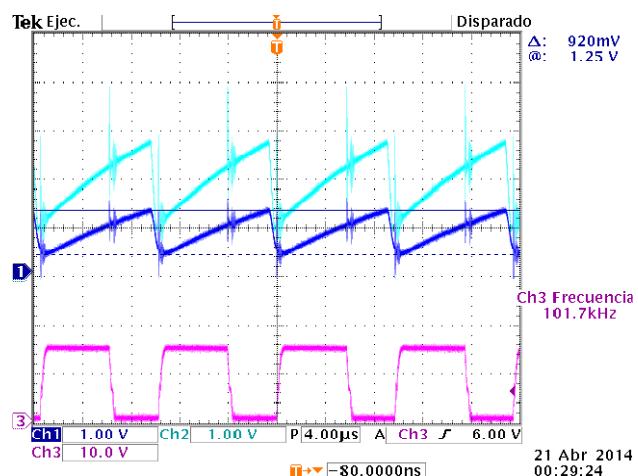
1. Mathcad para configurar el modo de trabajo, así como las características de funcionamiento del convertidor Flyback.
2. Atollic TrueStudio para descargar el programa en el microcontrolador.
3. Tera Term para establecer las comunicaciones serie entre el PC y el microcontrolador.

5.2 Mediciones experimentales del convertidor Flyback con control analógico.

El control analógico definido en el apartado anterior, ha sido evaluado experimentalmente tanto en régimen estático como en dinámico. Éste último ante transitorios de carga que pasan el punto de operación del convertidor de MCC a MCD y viceversa.

En la Figura 5-4 se muestra la forma de onda (CH1) de la tensión de la rampa de comparación del oscilador de regulador UC3843 en su pata 3 del oscilador (CH2) de regulador UC3843 en su pata 4. El ciclo de trabajo se encuentra limitado al 70%.

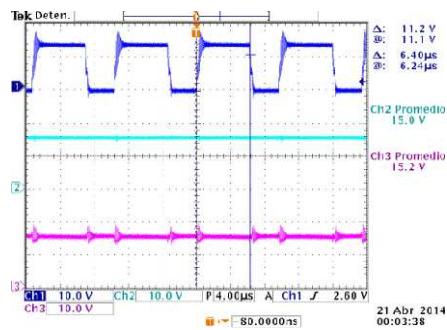
En el canal CH3 se muestra el disparo en la puerta de MOSFET. La medición está realizada con 18V de tensión de entrada y 15 V de tensión de salida operando el convertidor en MCD. La frecuencia de comutación es 100kHz



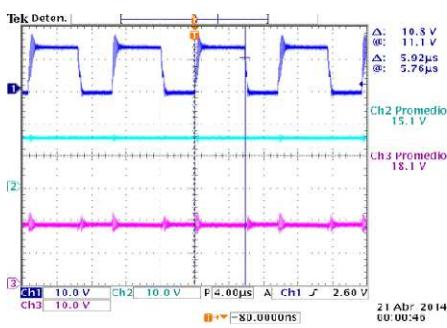
CH1 → Rampa de comparación (pata 3), CH2 → Oscilador (pata 4),
CH3 → Ciclo de trabajo

Figura 5-4 Medición de la frecuencia de oscilación y de la rampa de comparación del UC3843.

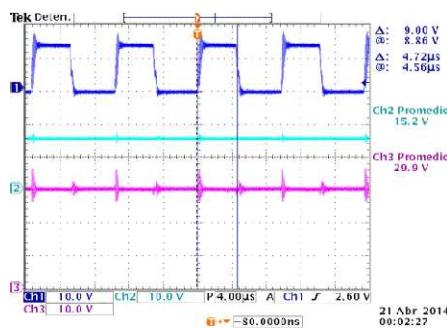
En la Figura 5-5 se muestra el comportamiento estático de convertidor en MCC para el cual fue diseñado. Las tensiones de entrada de 15V (fig. 6a), 18V (fig. 6b), y 30V (fig. 6c) donde en todos los casos se puede observar un comportamiento estable de la tensión de salida y en su valor es el esperado.



a)



b)



c)

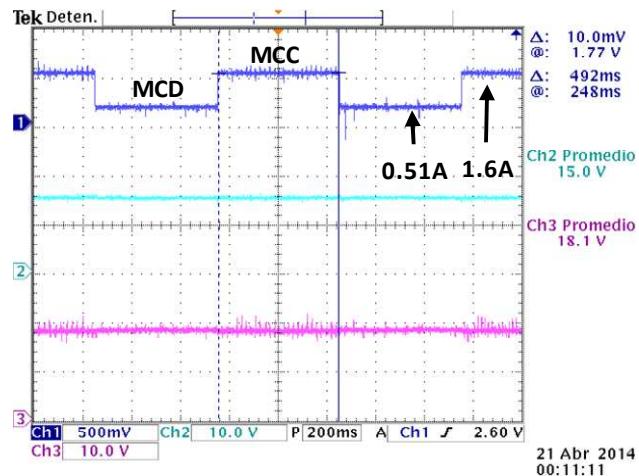
Las tensiones de entrada de a) 15V, b) 18V y c) 30V.

CH1- Pulso de disparo del MOSFET, CH2-Tensión de salida (15V),
 CH3-Tensión de entrada. Frecuencia de commutación → 100kHz

Figura 5-5 Estudio en estático del convertidor Flyback con control analógico en MCC.

En la Figura 5-6 se muestra el convertidor funcionando ante un escalón de carga el cual es generado por una carga que varía entre 9.4Ω (MCC) y 29.4Ω (MCD). El paso de un modo de conducción a otro permite para evaluar mejor la respuesta del regulador, debido a que durante cambio de modo de conducción el ciclo de trabajo varia de forma

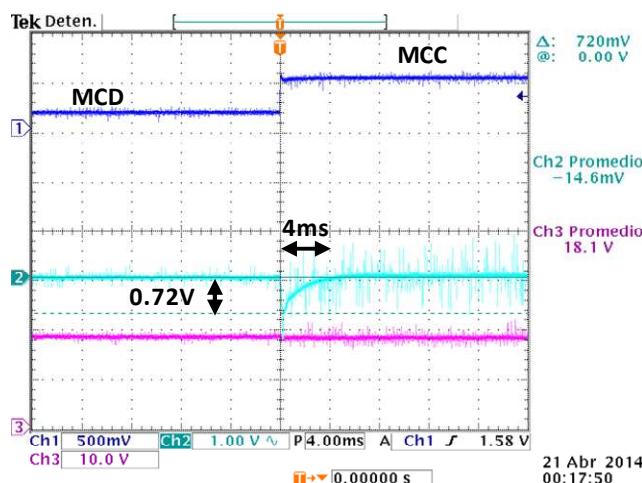
más apreciable para una misma tensión de entrada y salida. En MCC el ciclo de trabajo permanece prácticamente igual ante los transitorios de carga.



CH1 → Escalón de carga, CH2 → Tensión de salida (15V), CH3 → Tensión de entrada (18V).

Figura 5-6 Estudio dinámico del convertidor Flyback con control analógico.

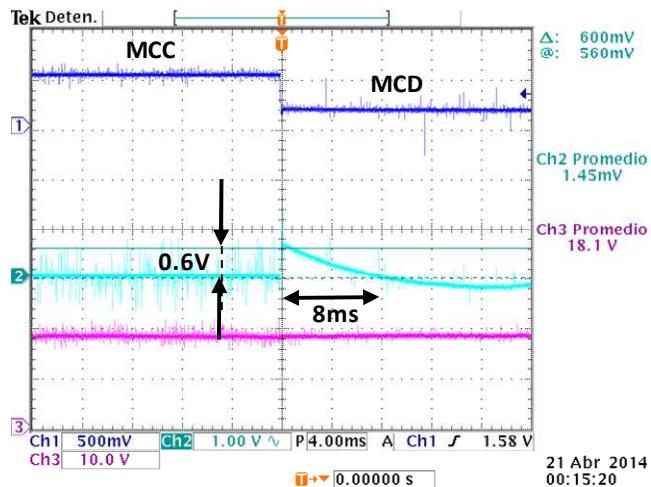
En la Figura 5-7 se muestra los detalles del escalón de subida donde se puede apreciar la caída de la tensión y el tiempo de recuperación. En la medición de la tensión de salida se eliminó la componente de continua para apreciar mejor su variación durante los transitorios de carga.



. CH1 → Escalón de carga (flanco de subida), CH2 → Tensión de salida, CH3 → Tensión de entrada.

Figura 5-7 Mediciones dinámicas (flanco de subida de escalón de carga del convertidor Flyback) con control analógico.

En la Figura 5-8 se muestra los detalles del escalón de bajada, donde se puede apreciar la caída de la tensión y el tiempo de recuperación. En la medición de la tensión de salida se eliminó la componente de continua para apreciar mejor su variación en el transitorio de carga.



.CH1 → Escalón de carga (flanco de bajada), CH2 → Tensión de salida,
CH3 → Tensión de entrada.

Figura 5-8Mediciones dinámicas (flanco de bajada de escalón de carga del convertidor Flyback) con control analógico.

La comparación de los resultados de la Figura 5-7 y Figura 5-8 muestran resultados equivalentos a los obtenidos en la simulación, se resumen en la Tabla 5-1.

		Simulación	Resultado experimentales
Flanco de subida	ΔV	1,1V	0,72V
	Δt	2,6ms	4ms
Flanco de baja	ΔV	0,54V	0,5V
	Δt	4.4ms	8ms

Tabla 5-1 Tiempos de recuperación y variación de la tensión durante los escalones de carga.

Los resultados obtenidos son relativamente próximos sí, si se tiene en cuenta que la medida está significativamente sujeta al punto elegido como fin del transitorio.

Como conclusión se puede aceptar que los resultados de la simulación del control analógico y sus correspondientes resultados experimentales son próximos, lo que permite validar el diseño realizado.

5.3 Mediciones experimentales del convertidor Flyback con control digital.

El control digital implementado está compuesto del estudio de las dos opciones del PI digital analizado en el capítulo anterior.

PI digitalizado (PIEST) de acuerdo a la ecuación (1).

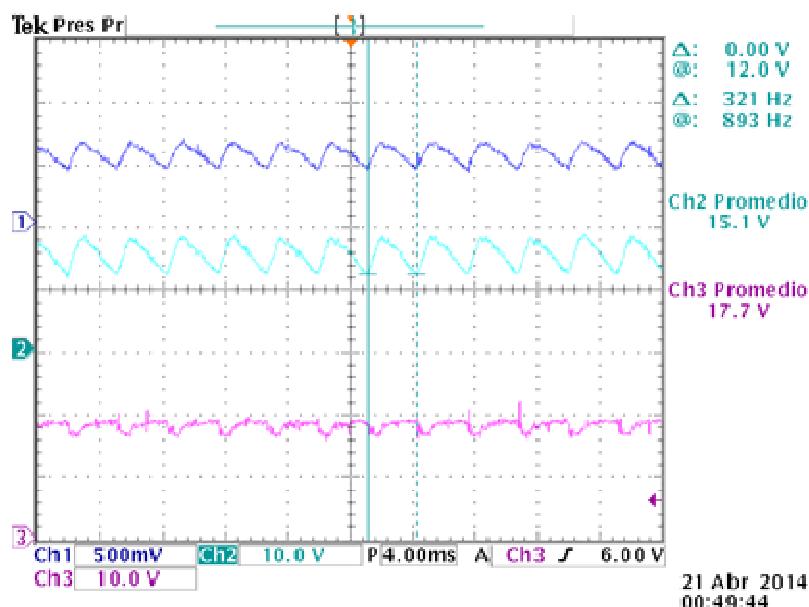
$$y(k) = y(k - 1) + K_P \cdot x(k) + T_m \cdot K_P \cdot x(k) \quad (1)$$

PI digitalizado simplificado (PISimp) de acuerdo a la ecuación (2).

$$y1(k) = K_{P_{PF}} \cdot x(k) + K_{I_{PF}} \cdot x(k)$$

$$y = \frac{y1(k)}{G_{ADC} \cdot K_{ESC}} \quad (2)$$

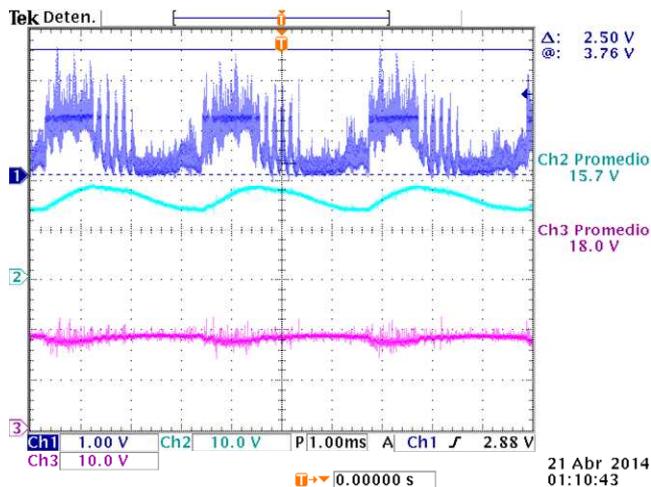
Los coeficiente KP y KI se tomaron de los cálculos realizados en el capítulo anterior donde KP = 712 y KI = 38.



CH1 → Corriente de salida, CH2 → Tensión de salida, CH3 → Tensión de entrada.

Figura 5-9 Control digital implementado con el PIEST en las en MCC con una tensión de entrada de 18V.

Como se puede ver en Figura 5-9, a la salida del convertidor (CH2) aparece oscilaciones de aproximadamente 3V pico-pico, aunque el valor medio de la tensión se mantiene en 15V. Estas oscilaciones son significativamente mayores a las que aprecian en la simulación. Estas oscilaciones están presentes de igual manera en MCD.



CH1 → Corriente por el primario, CH2 → Tensión de salida, CH3 → Tensión de entrada.

Figura 5-10 Detalle de las mediciones estáticas en MCC del convertidor con control digital.

En la Figura 5-10 se muestra en el CH-1 la corriente³ por el devanado primario de la bobina acoplada del Flyback, donde se observa oscilaciones de dicha corriente sincronizadas con las oscilaciones de la tensión salida.

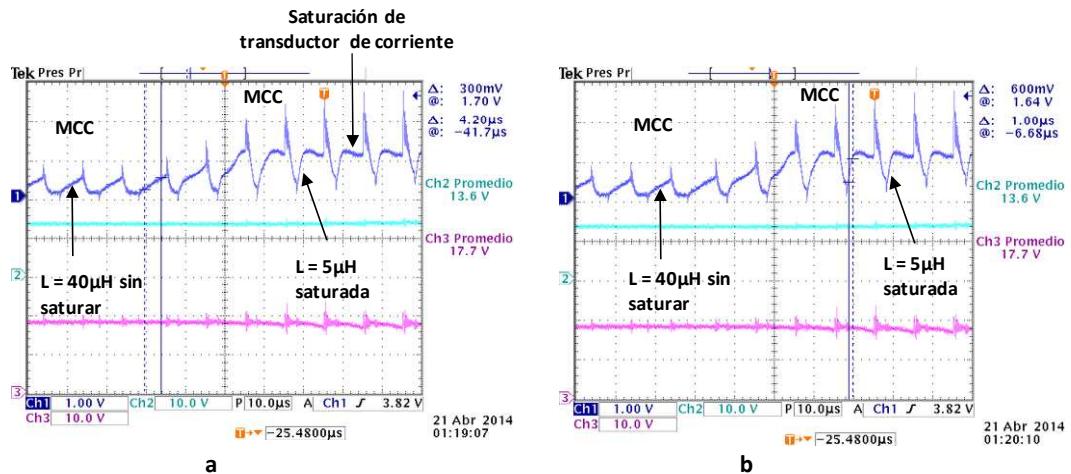
Se piensa que la inestabilidad en la tensión de salida es debido a la inestabilidad del control digital observada en la simulación que ahora se ve reforzada significativamente por la saturación de las bobinas acopladas del Flyback.

La disminución significativa de la L de la bobina con la corriente debido a su saturación implica un incremento de la ganancia del bloque de potencia y con ello del ancho de banda del sistema en bucle abierto. En estas nuevas condiciones la frecuencia de corte en bucle abierto tiene lugar a frecuencias más altas donde el retraso de la fase del control digital es significativo siendo este hecho el responsable de la muy mala estabilidad del sistema en comparación con la simulación que ya no era muy buena.

Un análisis ampliado del oscilograma de la Figura 5-9 se muestra en la Figura 5-10, donde se ve claramente la saturación de las bobinas acopladas.

Mediante el cálculo aproximando de las pendientes y conociendo el valor aproximado de la inductancia de la bobina sin saturar, se estimó el valor de inductancia de la bobina saturada.

³La medida de la corriente en el primario se ha hecho utilizando el transductor destinado para la monitorización de la corriente de carga durante los escalones. Conforme a las hojas de característica del transductor usado, el mismo tiene limitaciones de ancho de banda -1db a 200kHz y con 6 vueltas se satura aproximadamente a 3 amperios y puede seguir una derivada de corriente de 15A/μs, estos valores permiten tener una idea cualitativa de la saturación de la bobina, pues las derivadas de corriente medidas son menores que las especificadas por el fabricante del transductor.



CH1 → Corriente por el primario, CH2 → Tensión de salida, CH3 → Tensión de entrada.

- Cálculo de la pendiente de la L sin saturar.
- Cálculo de la pendiente de la L saturada.

Figura 5-11 Mediciones la saturación de las bobinas acopladas.

En la Figura 5-12 se muestra el impacto de la reducción de la inductancia (L) como consecuencia de la reducción de la inductancia en la ganancia y la frecuencia de corte de la planta (convertidor Flyback). Los resultados se han obtenido mediante su cálculo con el SmartCtrl.

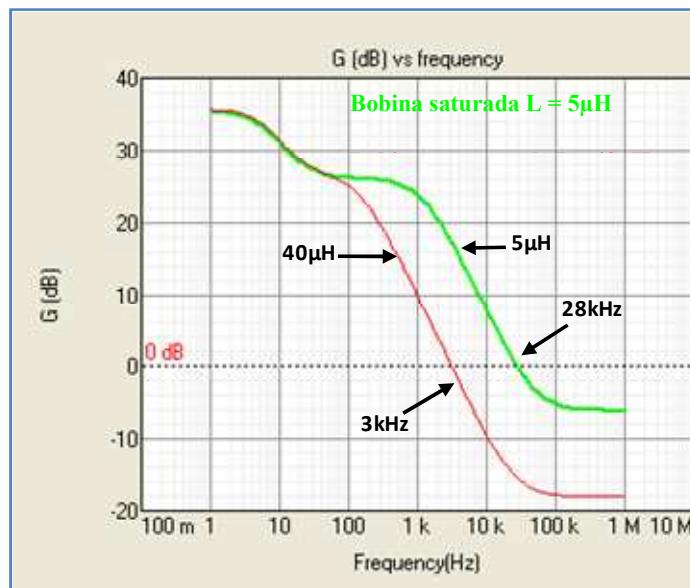
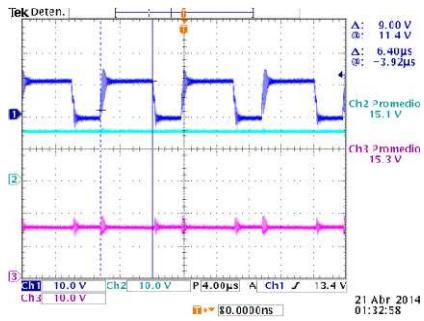
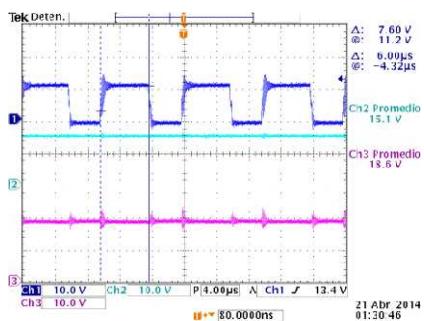


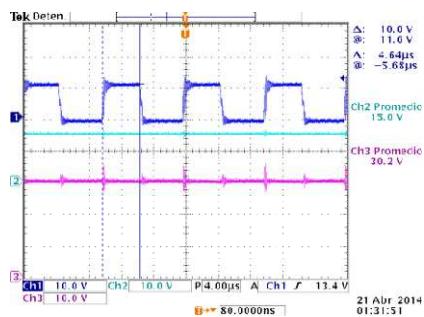
Figura 5-12 Influencia de la saturación de la inductancia de las bobinas acopladas en la ganancia y en el ancho de banda de la planta (convertidor Flyback).



a)



b)



c)

Las tensiones de entrada de a) 15V, b) 18V y c) 30V.

CH1- Pulso de disparo del MOSFET, CH2-Tensión de salida (15V),
 CH3-Tensión de entrada.

Figura 5-13 Mediciones estáticas del convertidor con control digital (PIEst) en MCC.

Para solucionar el problema de las oscilaciones hay varias soluciones.

1. Calcular los coeficientes nuevamente en un punto más estable.
2. Subir la frecuencia de muestreo para alejar hacia la zona de alta frecuencia los efectos negativos del retraso adicional introducido por el muestro en la fase. Así dichos efectos negativos se alejan relativamente de la frecuencia de corte de todo el sistema en bucle abierto, mejorando la estabilidad del sistema. Ésta solución está limitada por la capacidad del microcontrolador.

3. Reducir la ganancia del PI logrando disminuir la frecuencia de corte del sistema en bucle abierto. De esta manera la frecuencia de corte en bucle abierto se aleja relativamente de la zona de alta frecuencia donde aparecen los efectos del retraso en la fase introducido por el muestreo. Así también se soluciona el problema de la estabilidad, pero a cambio la respuesta del sistema en bucle cerrado se ralentiza.

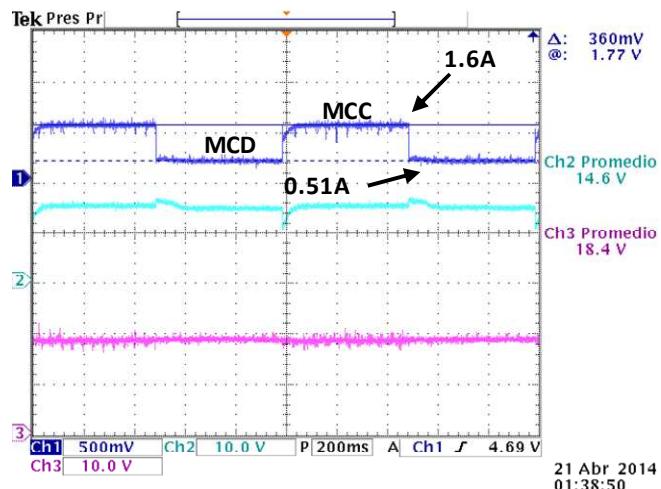
La solución elegida es la número 3 para lo cual se disminuyó significativamente la ganancia (100veces) del PI digital.

Con esta nueva ganancia se evaluó su comportamiento estático del convertidor en MCC con la variación de la tensión de entrada.

En la figura 12 se muestran los resultados para el PIEst, que son similares a los del PISimp. La regulación con esta nueva ganancia es la esperada.

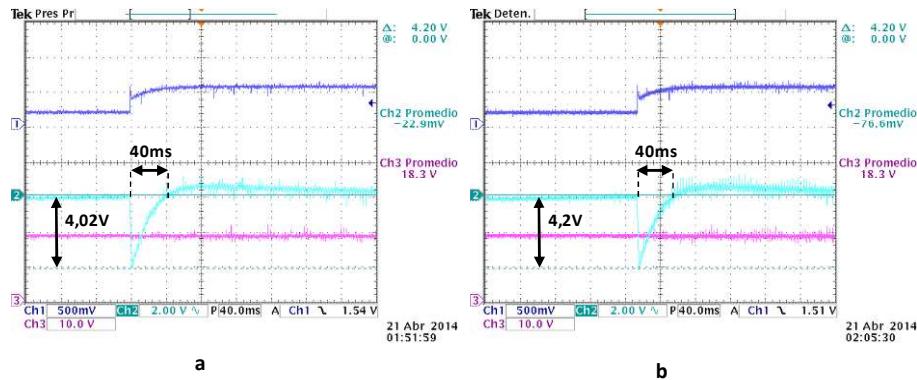
Para evaluar el comportamiento dinámico del convertidor usando los algoritmos PIEst y PISimp se le aplicó en la salida un escalón de carga pasando de MCC a MCD y viceversa similar al utilizado para el estudio del comportamiento dinámico del control analógico. Ver figurasFigura5-14, Figura 5-15 y Figura 5-16.

En los dos casos los algoritmos de control PIEst y PISimp se comportan de forma similar. Todo parece indicar que la simplificación realizada es correcta.



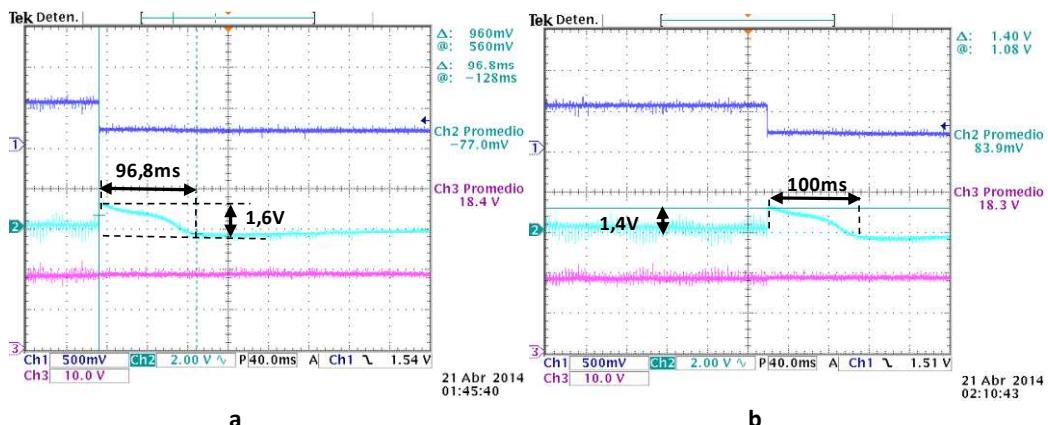
CH1 → Escalón de carga, CH2 → Tensión de salida, CH3 → Tensión de entrada.

Figura5-14 Mediciones dinámicas del convertidor con el control digital PIEst antes escalones de carga.



CH1 → Escalón de carga, CH2 → Tensión de salida, CH3 → Tensión de entrada.

Figura 5-15 Mediciones dinámicas del convertidor antes un escalón de carga (flanco de subida) para los casos del control PIELest(a) y el control PISimp (b).



CH1 → Escalón de carga, CH2 → Tensión de salida, CH3 → Tensión de entrada.

Figura 5-16 Mediciones dinámicas del convertidor antes un escalón de carga (flanco de bajada) para los casos del control PIELest (a) y el control PISimp (b).

En la Tabla 5-2 se muestra una comparación de la respuesta dinámica del control analógico y digital ralentizado ante los escalones de carga.

		Control PIELest	PISimp	Control Analógico
Flaco de subida	ΔV	4,02V	4,2V	0,72V
	Δt	40ms	40ms	4ms
Flaco de baja	ΔV	1,6V	1,4V	0,5V
	Δt	96,8ms	100ms	8ms

Tabla 5-2 Comparación de los resultados dinámico del control analógico y digital ralentizado.

Resulta evidente que el control analógico implementado es significativamente más rápido que los controles digitales y esto es debido a la reducción de la ganancia del control digital en 100 veces.

En la figura 16 se muestra el tiempo de cómputo del algoritmo digital Control PIEst implementado así como otras funciones de atención a las comunicaciones.

Resulta evidente que el nivel de ocupación es bajo (28%) permitiendo adicionar nuevas funcionalidades al programa.

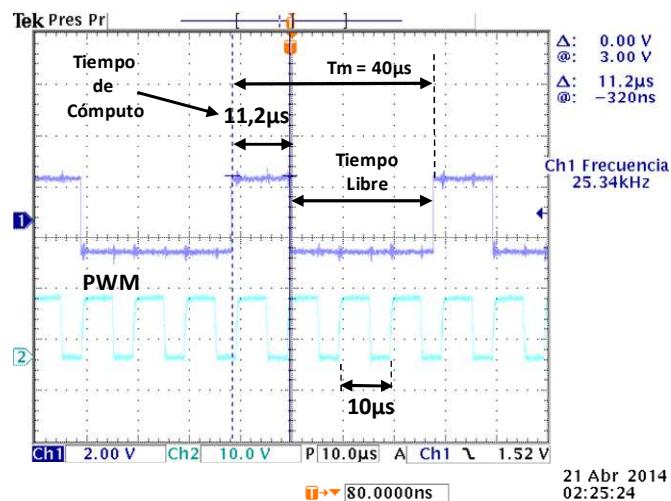


Figura 5-17 Mediciones de tiempo de computo del bucle principal.

Las conclusiones de los resultados se presentan en el capítulo de conclusiones.

CAPÍTULO 6. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

En el presente capítulo se desarrollan las conclusiones del proceso de diseño y validación experimental del control digital reconfigurable basado en el microcontrolador STM32L (CortexM3) aplicado al convertidor CC-CC Flyback. Para ello se dividen los contenidos en dos bloques de conclusiones. En primer lugar se enumeran las conclusiones del proceso de diseño, para a continuación presentar las conclusiones de los resultados experimentales.

6.1 Conclusiones del proceso de diseño del convertidor.

1. Descripción de los principales componentes que forman el convertidor Flyback implementado, así como los criterios de cálculo para el dimensionamiento a partir de las especificaciones técnicas de la plataforma de pruebas. A lo largo del proceso se realizó la medida experimental de la resistencia térmica del disipador del MOSFET. A raíz de detectar un error en las hojas de características, relativo al valor de las resistencias térmicas de las resistencias utilizadas como cargas resistivas (HS50 de Arcol), se procedió a la medida experimental de dicho valor, siendo posteriormente contrastado con el valor de una resistencia equivalente del fabricante Vishay.
2. En el capítulo tres, el epígrafe control digital, se realiza una introducción a la arquitectura ARM, que está siendo adoptada por los fabricantes de componentes. Se proporciona una guía para comenzar a trabajar con el microcontrolador STM32L en su plataforma de desarrollo Discovery, así como su entorno de desarrollo Atollic TrueStudio. Seguidamente se procede a la descripción de la configuración de los periféricos que se emplean en este proyecto, así como el diseño del hardware necesario para el manejo y protección de los mismos.
3. Se dedujo matemáticamente las expresiones del PI digital a partir de la discretización del PI analógico, permitiendo la comprensión de la equivalencia entre ambos métodos de implementación del control (digital y analógico). A fin de implementarlo en el microcontrolador, se desarrolló la expresión del PI en ecuaciones en diferencias, encontrándose las conversiones correspondientes para adaptar el algoritmo en coma flotante a punto fijo.
4. Los algoritmos fueron comparados en el dominio de la frecuencia y el tiempo en PSIM, para ello fue necesario implementar un emulador de microcontrolador que incluye el efecto discretizador del ADC y del retenedor de orden cero (ROC). Los resultados obtenidos mostraron satisfactoriamente la equivalencia entre los PI analógicos y PI digitales estudiados, existiendo las diferencias entre los controles analógicos y digitales que predice la teoría cuando la frecuencia analizada se aproxima a la frecuencia de muestreo.

5. Mediante el uso del software para el diseño del control SmartCtrl, se calcularon el condensador y resistencias que conforman el PI. A partir de estos valores se calcularon los coeficientes del PI digital en punto fijo que posteriormente se implementó en el control. Ambos controles fueron comparados en el dominio de la frecuencia y el tiempo utilizando el PSIM, demostrando así la equivalencia entre los mismos.
6. Se comparó en el dominio del tiempo la respuesta dinámica ante escalones de carga y de tensión de entrada los controles analógicos y digitales calculados, aplicados al convertidor Flyback rediseñado. La respuesta dinámica de ambos convertidores presenta una coincidencia aceptable.
7. Durante la simulación del convertidor con control digital, se observó una oscilación en la tensión de salida cuando el convertidor operaba en MCC, dicha oscilación desaparecía en MCD. Estas oscilaciones estaban relacionadas con la influencia del muestreo sobre la fase del PI.

6.2 Conclusión de los resultados experimentales.

1. Se montó una plataforma de prueba para la medición y validación de las conclusiones teóricas respecto a los controles digital y analógico analizados en el capítulo 3. La plataforma utilizó como planta un convertidor Flyback desarrollado dentro del Grupo de Electrónica de Potencia de la Universidad Carlos III de Madrid el cual se adaptó para las exigencias del proyecto.
2. Se diseñó y construyó un control analógico en tensión usando el circuito integrado UC3843 configurado con ese fin, se tomaron para la red de realimentación del amplificador de error los valores de las resistencias y del condensador obtenidos en el capítulo 3.
3. Se diseñó, construyó y programó un control digital basado en la plataforma de evaluación STM32L-DISCOVERY del microcontrolador STM32L y los correspondiente circuitos “driver” de los MOTFETs para el convertidor Flyback y el control de la carga resistiva.
4. Se construyó una sonda de corriente usando un transductor de corriente comercial para poder realizar las mediciones de corriente de carga disponiendo de una sonda de corriente portátil de bajo coste.
5. Se programó y probó en el microcontrolador las rutinas de comunicación con el PC a través de una comunicación serie, utilizando para ello un adaptador USB-TTL.

6. Se probó una interfaz gráfica desarrollada en Mathcad, que permite configurar los coeficientes del microcontrolador en tiempo real a través de una comunicación serie, así como la configuración para generar los escalones de carga. Dicha comunicación se realiza del siguiente modo: mediante Mathcad se genera un fichero de texto que se envía al microcontrolador usando el programa Teraterm en calidad del hiperterminal.
7. Se midieron las características estáticas y dinámicas del convertidor Flyback con el control analógico. Los resultados experimentales concuerdan de forma muy aproximada con los resultados de la simulación obtenidos en el capítulo 3.
8. Se midió el convertidor Flyback usando los controles digitales desarrollados y los coeficientes del PI obtenidos en el capítulo 3 para los casos de los controles digitales estándar (PIEst) y simplificado (PISimp). Ambos controles presentaron una gran inestabilidad, provocada principalmente por:
 - a. Efecto negativo en la estabilidad del retraso introducido por el muestreo, el cual es visible en las simulaciones cuando el convertidor opera en MCC.
 - b. Aumento importante de la ganancia de la planta a consecuencia de la reducción de la inductancia por la saturación de las bobinas acopladas. Este aumento de la ganancia de la planta conllevaba a un aumento de la frecuencia de corte, siendo más notable el efecto negativo del muestreo en la estabilidad; reforzándose así las oscilaciones analizadas en el punto anterior.
9. Se redujo la ganancia en 100 veces de ambos PI digitales con el fin de disminuir la frecuencia de corte del sistema en bucle abierto, y con ello, alejarse relativamente de las frecuencias donde el efecto negativo del muestreo sobre la estabilidad es notorio.
10. Se realizaron las mediciones de ambos PI digitales con la ganancia reducida solucionándose el problema de la inestabilidad, a cambio, la respuesta del sistema se ralentizó significativamente siendo su respuesta dinámica mucho peor que en el caso del control analógico.
11. Ambos PI digitales PIEst y PISimp presentan un comportamiento estático y dinámico equivalente, confirmándose los resultados de la simulación. Esto implica que se puede usar indistintamente uno en lugar de otro.
12. Se medió el tiempo de ocupación de las rutinas de cálculo en el bucle infinito de control, siendo la frecuencia de muestreo de 25kHz y la ocupación del microcontrolador de un 28% quedando capacidad disponible para implementar nuevas funcionalidades.

6.3 Trabajos Futuros.

A continuación se propone una lista de trabajos a realizar en el futuro.

1. Construir la plataforma de pruebas utilizando un circuito impreso que permita la portabilidad de todo el sistema como conjunto.
2. Programar la comunicación bidireccional de la plataforma de control.
3. Probar los límites del control digital, utilizando microcontroladores más rápidos y reguladores más complejos, por ejemplo el PID.
4. Incluir el desfase introducido por la digitalización en el análisis de la estabilidad del sistema y determinar el impacto de la frecuencia de muestreo en dichos límites.

CAPÍTULO 7. PRESUPUESTOS

En este capítulo se desglosa el importe total de la realización del presente proyecto. Los costes asociados al mismo son: costes de personal, costes de equipos utilizados y coste de componentes.

Los costes de personal están dados por las horas empleadas al proyecto por parte del ingeniero, en este caso el estudiante aspirante al título de ingeniero.

Todos los equipos que se han empleado habían sido comprados con anterioridad por el laboratorio, por lo cual los costes asociados son debido a la amortización de los mismos.

Título del proyecto	Control digital reconfigurable basado en el microprocesador STM32L (CortexM3) aplicado al convertidor CC-CC Flyback.
Duración del proyecto	3 meses
Ingeniero encargado del proyecto.	Yeny Vázquez Gutiérrez
Departamento asociado al proyecto	Departamento Tecnología Electrónica
Coste del proyecto en Euros	3538,83 €

Yeny Vázquez Gutiérrez

Leganés, 28 de Abril de 2014.

Presupuestos



UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID
Escuela Politécnica Superior

PRESUPUESTO DE PROYECTO

1.- Autor:

Yeny Vázquez Gutiérrez

2.- Departamento:

Tecnología Electrónica.

3.- Descripción del Proyecto:

- Título Control digital reconfigurable basado en el microprocesador SRM32L (Cortex M3) aplicado al convertidor CC-CC Flyback.
- Duración (meses) 3
- Tasa de costes Indirectos: 21%

4.- Presupuesto total del Proyecto (valores en Euros y tasas incluidas):

3.538,83 € Euros

5.- Desglose presupuestario (costes directos)

PERSONAL

Apellidos y nombre	N.I.F. (no rellenar - solo a título informativo)	Categoría	Dedición (hombres mes)	Coste hombre mes	Coste (Euro)	Firma de conformidad
Yeny Vázquez Gutiérrez		Ingeniero	1	1.000,00	1.000,00	Yeny.VG
		Hombres mes	1	Total	1.000,00 €	

EQUIPOS

Descripción	Coste (Euro)	% Uso dedicado proyecto	Dedición (meses)	Periodo de depreciación	Coste imputable
Osciloscopio Textronic	866,00	100		3	129,90
Fuente de alimentación DC	100,00	100		3	15,00
Ordenador Personal	480,00	100		3	144,00
Soldador	25,00	40		3	0,50
				Total	289,40 €

DESGLOSE DE COSTES DIRECTOS DEL PROYECTO

Referencia.	Descripción	Cantidad	Precio Unitario	Total
RS: 734-4938P	Optoacoplador // Modelo: ACPL-312T-000E	5	4,79	23,95
POS:AN	Fuente de alimentación + hembra para PCB // Tensión universal de 19V	1	25	25
Farnell: 1702010	MULTICOMP - TEST-22 - TEST PIN, PCB, 1.0MM (1 paquete 100 pines)	1	18,69	18,69
RS: 774-2827	Cooling aggregate 12V 50x50x100mm	1	30,56	30,56
RS: 199-7854	Resistencia del snubber // 1,5k Ohm // 5W	2	0,276	0,552
RS: 713-3930	Led verde indicador entrada	1	1,772	1,772
RS: 262-2955	Led naranja indicador de escalón de carga	1	0,264	0,264
RS: 522-0063	Potenciómetro multivuelta // 1K Ohm // Encapsulado T93YB	2	2,09	4,18
RS: 522-0215	Potenciómetro multivuelta // 5K Ohm // Encapsulado T93YB	2	3,37	6,74
RS: 521-9710	Potenciómetro multivuelta // 20K Ohm // Encapsulado T93YB	2	3,37	6,74
RS: 117-814	Condensador polipropileno 1nF //63V	4	1,564	6,256
RS: 240-4690	Condensador polipropileno 10nF //63V	4	0,524	2,096
RS: 157-544	Resistencia hilo bobinado HS25,4R7 25W	2	3,08	6,16
RS: 157-566	HS25 Al house wirewound resistor,22R 25W	1	2,88	2,88
RS: 720-3256	2512 2W Current Sense Chip Metal OR003	2	0,576	1,152
Farnell: 1640535	Optoacoplador // Modelo: ACPL-312T-000E	5	4,79	23,95
Farnell: 1700858	Schottky Barrier Rectifiers // Modelo: SB160 // 1A	10	0,32	3,2
Farnell: 9592504	Quad buffer/line driver (3-State) // Modelo: 74LV125	10	0,28	2,8
Farnell: 522636	KIT AISLANTE, TO-220	20	0,27	5,4
Farnell: 8648751	IRFB31N20DPBF - MOSFET, N, 200V, 31A, TO-220	10	3,38	33,8
	Total con IVA (21%)	249,43 €	Total	206,14 €

6.- Resumen de costes

Presupuesto Costes Totales	Presupuesto
Personal	3.000,00
Equipos	289,40
Costes directos	249,43
Total	3.538,83 €

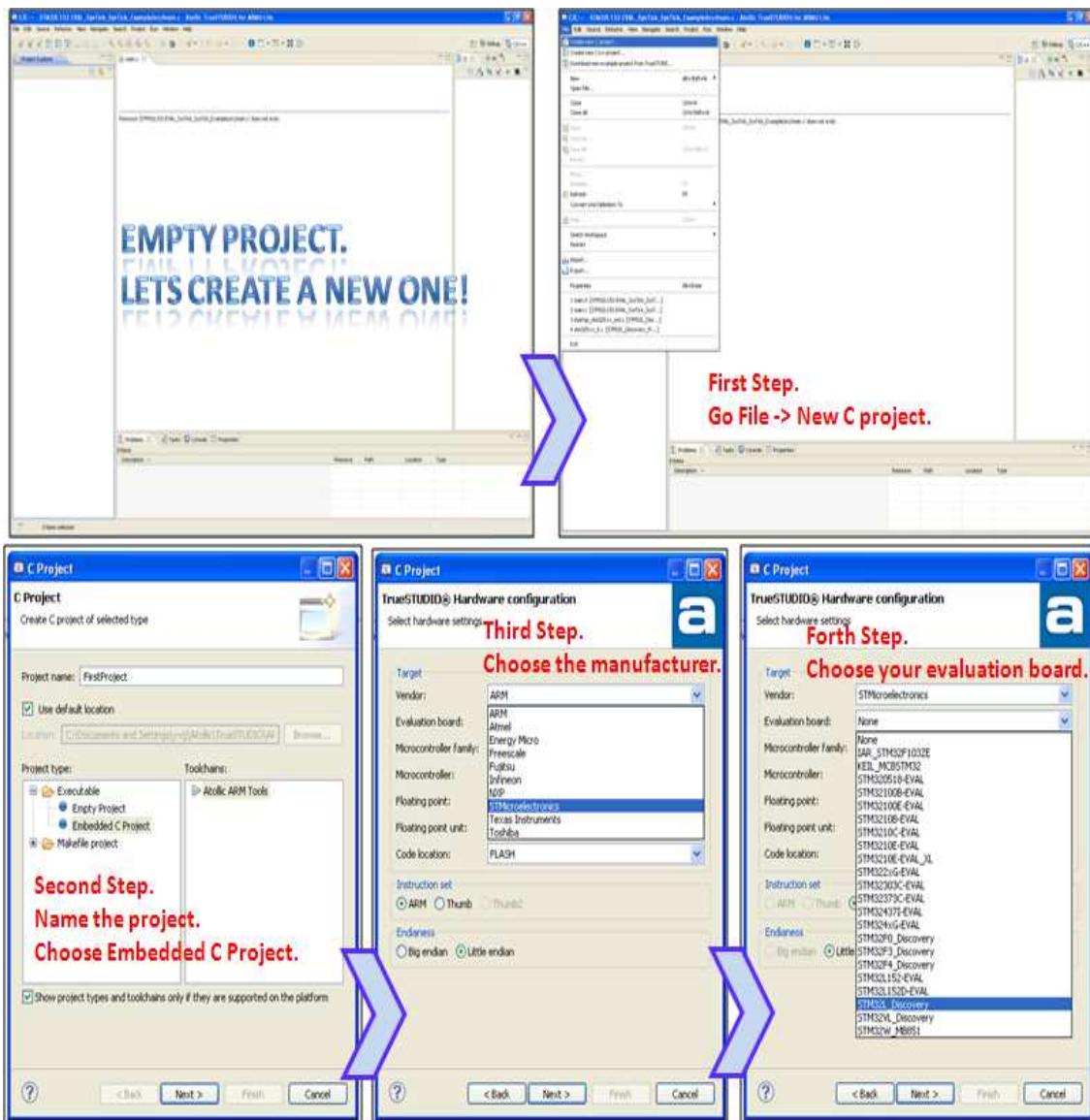
BIBLIOGRAFÍA.

- [1] Muhammad H. Rashid, “Power Electronics: Circuits Devices and its Applications”.
- [2] Daniel W. Hart, “Electrónica de Potencia”, ISBN: 84-2053179-0.
- [3] Application note AN4137, “Design Guidelines for Off-line Flyback Converters Using Fairchild Power Switch (FPS)”, www.fairchildsemi.com
- [4] Jean Picard, “Under the Hood of Flyback SMPS Designs”, 2010 Power Supply Design Seminar.
- [5] Lección 5, “El MOSFET de potencia”, Sistemas Electrónicos de Alimentación, Universidad de Oviedo.
- [6] Catalog of heat sink from AAVID THERMALLOY, “How to select a heat sink”, www.aavidthermalloy.com
- [7] Rudy Severns, “Design of snubbers for power circuits”.
- [8] ARCOL Technical Information 001, “Thermal Resistance Calculations - General Information”, Sheet nº TI001-04.
- [9] Stéphane Rollier, Christophe Benz and Hans Dieter Huber, “ASIC Based Closed-Loop Transducer from 6A up to 25A nominal with reference access”, LEM Technical Information.
- [10] Unitrode Application Note U-100^a “UC3842/3/4/5 provides Low - Cost Current Mode - Control”.
- [11] Joseph Yiu, “The definitive guide to ARM CORTEX –M3 AND CORTEX –M4 procesor”, Third Edition, ELSEVIER, ISBN-13: 978-0-12-408082-9.
- [12] Wikipedia, “Reduced instruction set computing”.
- [13] <http://serdis.dis.ulpgc.es/~itig-fc2/Teoria/Tema2/2.3%20Tipos%20de%20instrucciones.pdf>
- [14] http://www.st.com/web/catalog/tools/FM116/SC959/SS1532/LN1848/PF250990?s_searchtype=partnumber
- [15] Byron S.Gottfried, “Programación en C”, Editorial McGrawHill, ISBN: 84-7615-572-7.
- [16] AN3309 Application Note “Clock configuration tool for STM32L1xx microcontrollers”.
- [17] “The insider’s guide to the STM32 ARM based microcontrollers. An engineer’s introduction to the STM32 series. Version 1.8”, www.hitex.com
- [18] UM047, “User Manual. ARM based 32-bit MCU STM32F101xx and STM32F103xx firmware library”
- [19] UM1079 “User Manual”
- [20] Juan Vázquez y Michael V. Lorenz, “Microprocesadores”, Apuntes de clase.
- [21] http://www.dte.us/ing_inf/ins_elec/temario/Tema%208.%20Convertidores%20A-D.pdf
- [22] D.Blanco, Apuntes de la asignatura “Señales y Sistemas” de la profesora de la titulación Ingeniería Técnica Electrónica.

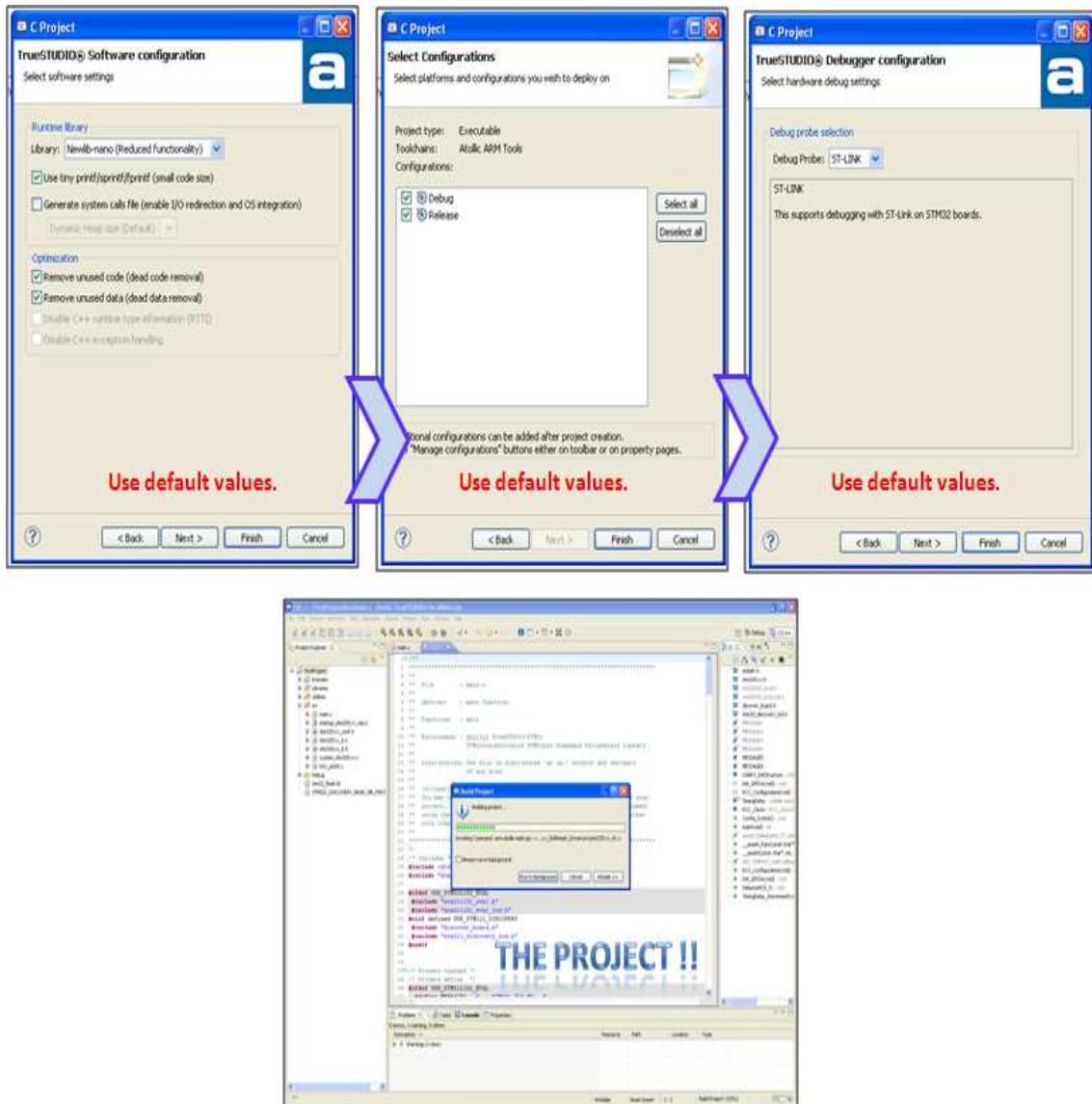
- [23] P.R.K. Chetty, “Modeling and Design of Switching Regulators”, Vol. AES-18. NO.3.
- [24] S.Garrido, L.Moreno, R.Barber y D.Blanco “Problemas de Regulación Automática. Ingeniería Técnica Electrónica”
- [25] Wikipedia, Control discreto.
- [26] L.Moreno, S.Garrido y C.Balaguer “Ingeniería de Control. Modelado y control de sistemas dinámicos”. Ed: Ariel Ciencia

ANEXO 1. Guía para descargar programa de iniciación en Atollic TrueStudio

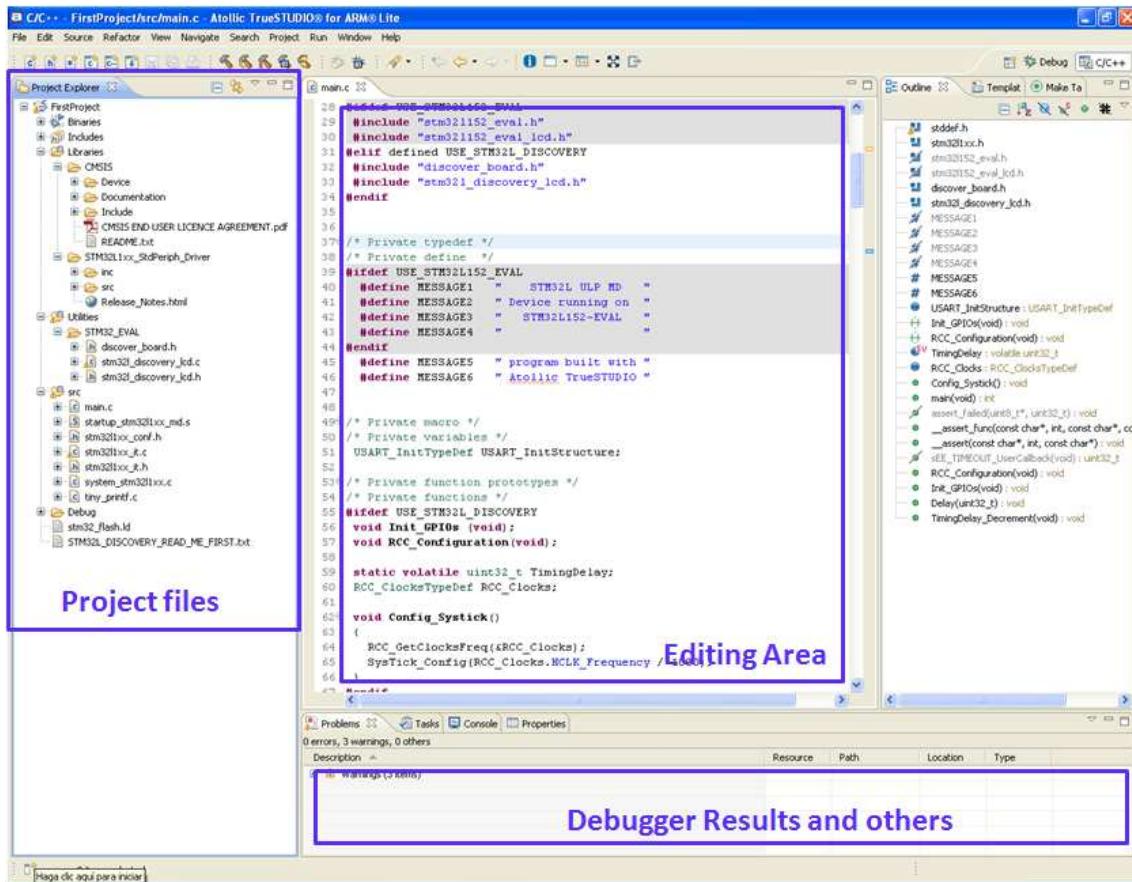
Para crear un nuevo proyecto, una vez que se ha instalado Atollic TrueStudio siga los siguientes pasos:



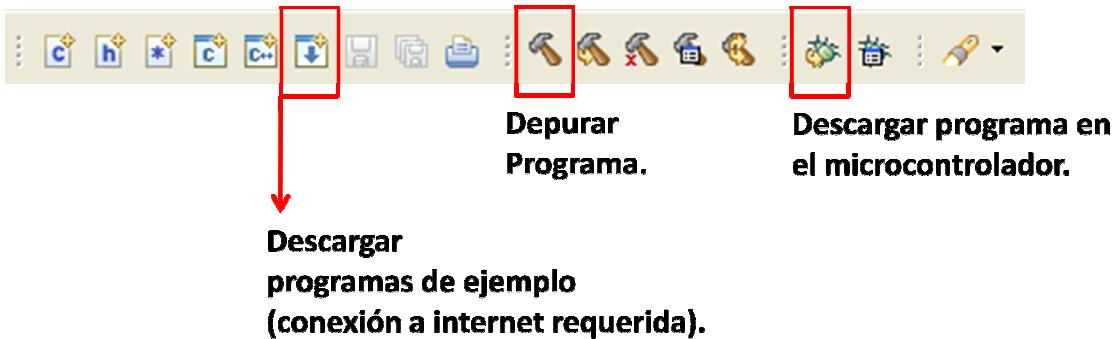
En los pasos 3 y 4, la el fabricante es STMicroelectronics y la plataforma de desarrollo es STM32L152 Discovery.



Una vez que el proyecto esté creado, se encontrará la siguiente ventana, y ya puede comenzar a programar en la zona de “Editing Area”.



Una vez que se ha terminado de editar el programa se ha de depurar el mismo y descargar en el microcontrolador, si no se han producido errores durante la depuración.



ANEXO 2. Código en C del programa

```
//28 ABRIL 2014
//***** Control digital reconfigurable basadoen el
//microcontrolador STM32L (CortexM3) aplicado
//alconvertidor CC-CC Flyback.
//*****
#include"stm32l1xx.h"
#include<stddef.h>
#include<stdint.h>
#include<stddef.h>
#include<stdio.h>
#include"stm32l1xx_it.h"
#include"stm32l1xx_dac.h"
#include"stm32l1xx_rcc.h"

#define TXBUFFERSIZE      1
#define RXBUFFERSIZE     31 //Longituddel vector quetransmitelosdatos.
#define Longitud          5 //Tamaño de cada unodelosdatos.

//Listadeíndicesdelasposicionesdecadaunodelosdatoesen el vector detransmisión.
#define indice_ONOFF        0
#define indice_Vref         1
#define indice_Proportional 6
#define indice_Integral    11
#define indice_ciclotrabajo 16
#define indice_tiempo       21
#define indice_Referencia   26

#define ConstanteEscalado 100
#define GADC                1365 // Ganaciadel ADC 4095/3=1365

uint8_t Vector_auxilar[Longitud]; // Vector auxiliarutilizadoen lafunción:
ConvertirDatos2decimal

uint8_t ModoTrabajo; // El mododetrabajopuedeser Digital($) o Analógico(%)
int Vreferencia; //Tensiónderefencia (condicionalatensión a lasalida)
int Kp_PI; // Constanteproporcional del PI
int Ki_PI; // Constante integral del PI
staticvolatileuint32_t EscCarga_ciclotrabajo;// Ciclodetrabajodelescalóndecargaperiódico.
int EscCarga_tiempo;// Duracióndelescalóndecargaunitario.
int EscVref;// Duración(tiempo) delescalóndecargaunitario.
int error_anterior = 0;
int i; // Variable índice
staticvolatileuint32_t aux; //Variable índiceen ConvertirDatos2decimal
staticvolatileuint32_t valor; //Variable índiceen ConvertirDatos2decimal
int TxCounter = 0;
int RxCounter = 0;
staticvolatileuint32_t a; // Variable axiliarutilizadaen USART1
staticvolatileuint32_t TimingDelay;
staticvolatileuint32_t reloj_1mseg;// Variable queserviráparacontar 0.1seg
staticvolatileuint32_t multiplicador[5];
staticvolatileuint32_t reloj_1mseg; // Variable queserviráparacontar 0.1seg
```

```

static volatile uint32_t reloj_1seg;

uint8_t TxBufferDI[] = "D";
uint8_t TxBufferAN[] = "A";
uint8_t TxBuffer1mseg[] = "M";
uint8_t RxBuffer[RXBUFFERSIZE];

static volatile int NbrOfDataToTransfer = TXBUFFERSIZE;
static volatile int NbrOfDataToRead = RXBUFFERSIZE;

static int PeriodoBucle = 4; // El periodo (PeriodoBucle) del bucle principal
// es PeriodoBucle = n_periodos x 50us
static int n_interrupciones = 0; // Número de interrupciones ocurridas
static int MuestrearAhora = 0;

// **** Variables del Código FILTRO ****
// **** Variables del Código FILTRO ****
// **** Variables del Código FILTRO ****

#define ADC_CONVERT_RATIO 731
#define PWM_Periodo_TIM11 320
#define PWM_Periodo_TIM10 32000
__IO uint16_t PWM_Duty = 0;
int error = 0;
int integral = 0;
int PWM;
__IO uint16_t ADCdata = 0;
__IO uint32_t Valor_actual_ADC = 0;
__IO uint16_t PWM_Duty_max = 0;
__IO uint32_t VDDmV = 0;

/* Private typedef */
GPIO_InitTypeDef GPIO_InitStructure;
NVIC_InitTypeDef NVIC_InitStructure;
USART_InitTypeDef USART_InitStructure;
RCC_ClocksTypeDef RCC_Clocks;
// Nuevas estructuras del código FILTRO
TIM_TimeBaseInitTypeDef TIM_TimeBaseStructure;
TIM_OCInitTypeDef TIM_OCInitStructure;
ADC_InitTypeDef ADC_InitStructure;

// **** Variables del Código FILTRO ****
// **** Variables del Código FILTRO ****
// **** Variables del Código FILTRO ****

void NVIC_Config(void);
void RCC_Configuration(void);
void GPIO_Configuration(void);
void USART_Configuration(void);
void Delay(uint32_t nTime);
void TimingDelay_Decrement(void);
void USART1_IRQHandler(void);
void EnviarDatos(uint8_t TxBuffer[1]);
int ConvertirDatos2decimal(uint8_t Vector_auxilar[Longitud]);
void SysTick_Handler(void);
// NUEVAS FUNCIONES DEL CODIGO FILTRO
void ADC_Config(void);
void PWM_Config(void);
void PWM_Control(__IO uint16_t PWM_Duty);

// **** Variables del Código FILTRO ****
// **** Variables del Código FILTRO ****
// **** Variables del Código FILTRO ****

int main(void)

```

```

{
// Inicialización de las configuraciones de los periféricos.
RCC_Configuration();
GPIO_Configuration();
NVIC_Config();
USART_Configuration();

// Inicialización de las variables.
multiplicador[0] = 10000;
multiplicador[1] = 1000;
multiplicador[2] = 100;
multiplicador[3] = 10;
multiplicador[4] = 1;
aux = 0;
valor = 0;
a = 0;
i = 0;
reloj_1mseg = 0;
reloj_1seg = 0;

if (SysTick_Config(SystemCoreClock / 100000))
{
    /* Capture error */
    while (1);
}

// NUEVAS FUNCIONES DEL FILTRO
ADC_Config();
PWM_Config();
// Fija un ciclo de trabajo al máximo del 70%
PWM_Duty_max = (uint16_t)((uint32_t)(PWM_Periodo_TIM11*70))/ 100;

while(1)
{
    //*****Comunicaciones*****
    if (a == NbrOfDataToRead) {
        // Identificamos el modo de trabajo: Digital o Analógico.
        ModoTrabajo=RxBuffer[indice_ONOFF];
        // Convertimos el dato de la TENSIÓN REFERENCIA -Vref-
        for(i=indice_Vref;i<(Longitud + indice_Vref);i++) {
            Vector_auxiliar[i-indice_Vref]=RxBuffer[i];
        }
        Vreferencia = ConvertirDatos2decimal(Vector_auxiliar);
        // Convertimos el dato de la constante PROPORCIONAL PI.
        for(i=indice_Proportional ;i<(Longitud +
        indice_Proportional );i++) {
            Vector_auxiliar[i-indice_Proportional ]=RxBuffer[i];
        }
        Kp_PI = ConvertirDatos2decimal(Vector_auxiliar);
        // Convertimos el dato de la constante INTEGRAL PI.
        for(i=indice_Integral ;i<(Longitud +
        indice_Integral );i++) {
            Vector_auxiliar[i-indice_Integral ]=RxBuffer[i];
        }
        Ki_PI = ConvertirDatos2decimal(Vector_auxiliar);
        // Convertimos el dato de la constante CICLO TRABAJO de escala donde se carga periódicamente.
        for(i=indice_ciclotrabajo ;i<(Longitud +
        indice_ciclotrabajo );i++) {
            Vector_auxiliar[i-indice_ciclotrabajo ]=RxBuffer[i];
        }
        EscCarga_ciclotrabajo =
        ConvertirDatos2decimal(Vector_auxiliar);
    }
}

```

```

// Convertir datos de la TIEMPO de escala y de carga periódico.
for(i=indice_tiempo ;i<(Longitud + indice_tiempo);i++){
    Vector_auxiliar[i-indice_tiempo]=RxBuffer[i];
}
EscCarga_tiempo =
ConvertirDatos2decimal(Vector_auxiliar);
// Convertir datos de la FRECUENCIA de escala y de referencia periódica.
for(i=indice_Referencia ;i<(Longitud +
indice_Referencia);i++){
    Vector_auxiliar[i-indice_Referencia]=RxBuffer[i];
}
EscVref = ConvertirDatos2decimal(Vector_auxiliar);
a = 0;
}

if ( MuestrearAhora==1){
GPIO_SetBits(GPIOB,GPIO_Pin_11);
//*****Control Digital*****
if (ModoTrabajo == '$'){
MuestrearAhora=0;//Lectura PA3
ADCdata = ADC_GetConversionValue(ADC1);
//Conversión de 12bits del ADC a 32bits
VDDmV = (uint32_t)ADCdata;
error = Vreferencia - VDDmV;
PWM = (integral+Kp_PI*(error-error_anterior) +
Ki_PI*(error+error_anterior)/2 );
error_anterior = error;
integral = PWM;
if (integral>=PWM_Periodo_TIM11*ConstanteEscalado*GADC)
{
PWM = PWM_Periodo_TIM11*ConstanteEscalado*GADC;
}
if (integral<= 0)
{
integral = 0;
}
PWM = PWM / (GADC*ConstanteEscalado);
PWM_Duty = (uint16_t) PWM;
PWM_Control( PWM_Duty);
}
//*****Control Analógico*****
//En este modo se apaga el convertidor
if (ModoTrabajo == '%'){
EnviarDatos(TxBufferAN);
PWM_Duty = 0;
PWM_Control( PWM_Duty);
}
//*****
GPIO_ResetBits(GPIOB, GPIO_Pin_11);
MuestrearAhora = 0;
}
if(reloj_1mseg >= 20000){
reloj_1mseg = 0;
}
if (EscCarga_tiempo != 0){
if (reloj_1seg >= 100000){
EscCarga_ciclotrabajo = 0;
EscCarga_tiempo--;
reloj_1seg = 0;
}
if (EscCarga_tiempo == 0){

```

```

        EscCarga_ciclotrabajo = 32000;
    }
}
}

}

//*****
voidEnviarDatos(uint8_t TxBuffer[2]){
    USART_SendData(USART1, TxBuffer[TxCounter++]);
    if (TxCounter==1){
        TxCounter = 0;
    }
}
//*****
intConvertirDatos2decimal(uint8_t Vector_auxilar[Longitud]){
    aux = 0;
    valor = 0;
    while(aux<=Longitud){
        if(Vector_auxilar[aux]== '0'){
            valor = valor;
        }
        if(Vector_auxilar[aux]== '1'){
            valor = valor + 1*multiplicador[aux];
        }
        if(Vector_auxilar[aux]== '2'){
            valor = valor + 2*multiplicador[aux];
        }
        if(Vector_auxilar[aux]== '3'){
            valor = valor + 3*multiplicador[aux];
        }
        if(Vector_auxilar[aux]== '4'){
            valor = valor + 4*multiplicador[aux];
        }
        if(Vector_auxilar[aux]== '5'){
            valor = valor + 5*multiplicador[aux];
        }
        if(Vector_auxilar[aux]== '6'){
            valor = valor + 6*multiplicador[aux];
        }
        if(Vector_auxilar[aux]== '7'){
            valor = valor + 7*multiplicador[aux];
        }
        if(Vector_auxilar[aux]== '8'){
            valor = valor + 8*multiplicador[aux];
        }
        if(Vector_auxilar[aux]== '9'){
            valor = valor + 9*multiplicador[aux];
        }
        aux++;
    }
    return valor;
}
//*****
voidRCC_Configuration(void)
{
    RCC_AHBPerrphClockCmd(RCC_AHBPerrph_GPIOB, ENABLE);
    /* Enable UART clock */
    RCC_APB2PeriphClockCmd(RCC_APB2Periph_USART1, ENABLE);
}

```

```

//*****
voidGPIO_Configuration(void)
{
// Configure USART Tx
GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = GPIO_Pin_6|GPIO_Pin_7;
GPIO_InitStructure.GPIO_Mode = GPIO_Mode_AF;
GPIO_InitStructure.GPIO_PuPd = GPIO_PuPd_NOPULL;
GPIO_InitStructure.GPIO_OType = GPIO_OType_PP;
GPIO_InitStructure.GPIO_Speed = GPIO_Speed_40MHz;
GPIO_Init(GPIOB, &GPIO_InitStructure);

// Puertadesalidaprueba PB11 seutilizapara saber
//cuántodelperiododelbuclequedadisponible.
GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = GPIO_Pin_11;
GPIO_InitStructure.GPIO_Mode = GPIO_Mode_OUT;
GPIO_InitStructure.GPIO_OType = GPIO_OType_PP;
GPIO_InitStructure.GPIO_Speed = GPIO_Speed_2MHz;
GPIO_InitStructure.GPIO_PuPd = GPIO_PuPd_NOPULL;
GPIO_Init(GPIOB, &GPIO_InitStructure);

//GPIO_Init(GPIOB, &GPIO_InitStructure);
GPIO_PinAFConfig(GPIOB, GPIO_PinSource6, GPIO_AF_USART1);
GPIO_PinAFConfig(GPIOB, GPIO_PinSource7, GPIO_AF_USART1);

}

//*****
voidUSART_Configuration(void)
{
USART_InitTypeDef USART_InitStructure;

/* USART configured as follow:
- BaudRate = 115200 baud
- Word Length = 8 Bits
- One Stop Bit
- No parity
- Hardware flow control disabled (RTS and CTS signals)
- Receive and transmit enabled*/

USART_InitStructureUSART_BaudRate = 9600;//9600;
USART_InitStructureUSART_WordLength = USART_WordLength_8b;
USART_InitStructureUSART_StopBits = USART_StopBits_1;
USART_InitStructureUSART_Parity = USART_Parity_No;
USART_InitStructureUSART_HardwareFlowControl =
USART_HardwareFlowControl_None;
USART_InitStructureUSART_Mode = USART_Mode_Rx | USART_Mode_Tx;

// USART configuration
USART_Init(USART1, &USART_InitStructure);

//Habilitandointerrupcionesportransmisión y recepción.
USART_ITConfig(USART1, USART_IT_RXNE, ENABLE);

// Enable the USART1
USART_Cmd(USART1, ENABLE);

}
//*****
voidNVIC_Config(void)
{
NVIC_InitTypeDef NVIC_InitStructure;

```

```

// Enable the USARTx Interrupt
NVIC_InitStructure.NVIC_IRQChannel = USART1_IRQn; //EVAL_COMX_IRQn;
NVIC_InitStructure.NVIC_IRQChannelPreemptionPriority = 0x0F;
NVIC_InitStructure.NVIC_IRQChannelSubPriority = 0x0F;
NVIC_InitStructure.NVIC_IRQChannelCmd = ENABLE;
NVIC_Init(&NVIC_InitStructure);
}
//*****
void USART1_IRQHandler(void)
{
    if (USART_GetITStatus(USART1, USART_IT_RXNE) != RESET)
    {
        RxBuffer[RxCounter++] = (USART_ReceiveData(USART1) & 0x7F);
        a++;
        if (RxBuffer[RxCounter-1] == '\r')
        {
            a = a - 1;
            RxBuffer[RxCounter-1] = '0';
            RxCounter = RxCounter - 1;
        }
        if (RxCounter == NbrOfDataToRead)
        {
            RxCounter = 0;
        }
        USART_ClearITPendingBit(USART1, USART_IT_RXNE);
    }
}
//*****
void Delay(uint32_t nTime)
{
    TimingDelay = nTime;
    while (TimingDelay != 0);
}
//*****
void TimingDelay_Decrement(void)
{
    reloj_1mseg++;
    reloj_1seg++;
    if (n_interrupciones == (PeriodoBucle-1))
    {
        n_interrupciones = 0;
        MuestrearAhora = 1;
    }
    else
        n_interrupciones++;
}
//*****
void SysTick_Handler(void)
{
    TimingDelay_Decrement();
}
//*****
void ADC_Config(void)
{
/* Enable The HSI (16Mhz) */
    RCC_HSIConfig(ENABLE);
/* Enable the GPIOF or GPIOA Clock */
    RCC_AHBPeriphClockCmd(RCC_AHBPeriph_GPIOA, ENABLE);
/* Configure PF.11 (ADC Channel11) or PA.03 (ADC Channe5) in analog
mode */
}

```

```

GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = GPIO_Pin_3;
GPIO_InitStructure.GPIO_Mode = GPIO_Mode_AN;
GPIO_InitStructure.GPIO_PuPd = GPIO_PuPd_NOPULL;
GPIO_Init(GPIOA, &GPIO_InitStructure);
/* Check that HSI oscillator is ready */
while (RCC_GetFlagStatus(RCC_FLAG_HSIRDY) == RESET);
/* Enable ADC1 clock */
RCC_APB2PeriphClockCmd(RCC_APB2Periph_ADC1, ENABLE);
ADC_BankSelection(ADC1, ADC_Bank_B);

ADC_StructInit(&ADC_InitStructure);
ADC_InitStructure.ADC_Resolution = ADC_Resolution_12b;
ADC_InitStructure.ADC_ScanConvMode = DISABLE;
ADC_InitStructure.ADC_ContinuousConvMode = ENABLE;
ADC_InitStructure.ADC_ExternalTrigConvEdge =
ADC_ExternalTrigConvEdge_None;
ADC_InitStructure.ADC_DataAlign = ADC_DataAlign_Right;
ADC_InitStructure.ADC_NbrOfConversion = 1;
ADC_Init(ADC1, &ADC_InitStructure);

/* ADC1 regular channel5 or channel1 configuration */
ADC-RegularChannelConfig(ADC1, ADC_Channel_3, 1,
ADC_SampleTime_4Cycles);
//ADC-RegularChannelConfig(ADC1, ADC_Channel_5, 1,
ADC_SampleTime_4Cycles);
/* Define delay between ADC1 conversions */
ADC_DelaySelectionConfig(ADC1, ADC_DelayLength_Freeze);

/* Enable ADC1 Power Down during Delay */
ADC_PowerDownCmd(ADC1, ADC_PowerDown_Idle_Delay, ENABLE);

/* Enable ADC1 */
ADC_Cmd(ADC1, ENABLE);

/* Wait until ADC1 ON status */
while (ADC_GetFlagStatus(ADC1, ADC_FLAG_ADONS) == RESET)
{
}
/* Start ADC1 Software Conversion */
ADC_SoftwareStartConv(ADC1);

/* Wait until ADC Channel 5 or 1 end of conversion */
while (ADC_GetFlagStatus(ADC1, ADC_FLAG_EOC) == RESET)
{
}
//*****
voidPWM_Config(void)
{
    // Configuración del PWM através del timer TIM11 y el pin
GPIO_Pin_9 del puerto GPIOB

    /*----- System Clocks Configuration -----*/
-----
        RCC_APB2PeriphClockCmd(RCC_APB2Periph_TIM11, ENABLE); //Activa
el reloj del Timer 11
        RCC_APB2PeriphClockCmd(RCC_APB2Periph_TIM10, ENABLE); //Activa el
reloj del Timer 10
        /* GPIOB clock enable */
        RCC_AHBPeriphClockCmd( RCC_AHBPeriph_GPIOB, ENABLE); // Activa
el reloj del puerto B
}

```

```

/* -----GPIO Configuration -----
*/
GPIO_InitStructure.GPIO_Mode = GPIO_Mode_AF;
GPIO_InitStructure.GPIO_Speed = GPIO_Speed_40MHz;
GPIO_InitStructure.GPIO_OType = GPIO_OType_PP;
GPIO_InitStructure.GPIO_PuPd = GPIO_PuPd_UP;
GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = GPIO_Pin_9|GPIO_Pin_12;
GPIO_Init(GPIOB, &GPIO_InitStructure);
/* Remap PB9 pin to TIM11 */
GPIO_PinAFConfig(GPIOB, GPIO_PinSource9, GPIO_AF_TIM11);
/* Remap PB9 pin to TIM11 */
GPIO_PinAFConfig(GPIOB, GPIO_PinSource12, GPIO_AF_TIM10);

/*
-----  

TIM11 Configuration: generate a PWM signal:  

The TIM11CLK frequency is set to SystemCoreClock (Hz).  

SystemCoreClock is set to 32 MHz for Ultra Low Power  

Medium-Density Devices.  

TIM11 prescaler is set to 0  

The TIM11 is running at 32 MHz: TIM11 Frequency = TIM11  

counter clock/(ARR + 1)  

= 32 MHz / 666 = 48 KHz  

TIM11 Channel1 duty cycle = (TIM11_CCR1/ (TIM11_ARR+1))*  

100 = 333 / (665+1) = 50 %
----- */

/* Time base configuration del Timer 11*/
TIM_TimeBaseStructure.TIM_Period = PWM_Periodo_TIM11;
TIM_TimeBaseStructure.TIM_Prescaler = 0;
TIM_TimeBaseStructure.TIM_ClockDivision = 0;
TIM_TimeBaseStructure.TIM_CounterMode = TIM_CounterMode_Up;

TIM_TimeBaseInit(TIM11, &TIM_TimeBaseStructure);

/* Time base configuration del Timer 10*/
TIM_TimeBaseStructure.TIM_Period = PWM_Periodo_TIM10;
TIM_TimeBaseStructure.TIM_Prescaler = 1000;
TIM_TimeBaseStructure.TIM_ClockDivision = TIM_CKD_DIV4 ;
//TIM_CKD_DIV4
TIM_TimeBaseStructure.TIM_CounterMode = TIM_CounterMode_Up;

TIM_TimeBaseInit(TIM10, &TIM_TimeBaseStructure);

/* PWM1 Mode configuration: Timer 11 Channel1 */
TIM_OCInitStructure.TIM_OCMode = TIM_OCMode_PWM1;
TIM_OCInitStructure.TIM_OutputState = TIM_OutputState_Enable;
TIM_OCInitStructure.TIM_Pulse = 0; //Configura el
ciclodetrabajoinicialde PB9
TIM_OCInitStructure.TIM_OCPolarity = TIM_OCPolarity_High;

TIM_OC1Init(TIM11, &TIM_OCInitStructure);

TIM_OC1PreloadConfig(TIM11, TIM_OCPreload_Enable);

TIM_ARRPreloadConfig(TIM11, ENABLE);
/* TIM11 enable counter */

```

```

    TIM_Cmd(TIM11, ENABLE);

    /* PWM1 Mode configuration: Timer 10 Channel1 */
    TIM_OCInitStructure.TIM_OCMode = TIM_OCMode_PWM1;
    TIM_OCInitStructure.TIM_OutputState = TIM_OutputState_Enable;
    //TIM_OCInitStructure.TIM_Pulse=PWM_Duty_max;
    TIM_OCInitStructure.TIM_Pulse = 0; //Configura el
    ciclodetrabajoinicialde PB12
    TIM_OCInitStructure.TIM_OCPolarity = TIM_OCPolarity_High;

    TIM_OC1Init(TIM10, &TIM_OCInitStructure);

    TIM_OC1PreloadConfig(TIM10, TIM_OCPreload_Enable);

    TIM_ARRPreloadConfig(TIM10, ENABLE);
    /* TIM11 enable counter */
    TIM_Cmd(TIM10, ENABLE);
}

voidPWM_Control(uint16_t PWM_Duty_int)

{
    // Limitación del ciclo de trabajo maximo al 70%
    if (PWM_Duty_max < PWM_Duty_int)
    {
        PWM_Duty_int = PWM_Duty_max;
    }
    if (PWM_Duty_int <= 0 )
    {
        PWM_Duty_int = 0;
    }

    TIM10->CCR1 = EscCarga_ciclotrabajo; // TIMER 10 CONTROLA EL
    PWM DEL ESCALÓN
    TIM11->CCR1 = PWM_Duty_int; // CONTROLA EL PWM PRINCIPAL
}
}

```