

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CATALUÑA

Programa de Doctorado:
AUTOMATIZACIÓN AVANZADA Y ROBÓTICA

Tesis Doctoral

**CONTROL EN MODO DESLIZANTE APLICADO A
SISTEMAS DE ACONDICIONAMIENTO DE
POTENCIA DE SATÉLITES**

Francisco Javier Calvente Calvo

Director: **Luis Martínez Salamero**

Instituto De Organización y Control De Sistemas Industriales

Julio de 2001

AGRADECIMIENTOS

En primer lugar a mi director de tesis, Luis Martínez Salamero, por ser siempre generoso conmigo.

A mis profesores Francesc Guinjoan y Alberto Poveda, que me inculcaron la pasión por la investigación.

A Antoine Capel, por todo lo que aprendí en Toulouse en el año 1998.

A mis profesores de “L’institut de Cibernètica”, que me facilitaron el acceso a muchos de los conceptos que aparecen en esta tesis.

Al resto de mis compañeros del DEEEA, por crear un ambiente de trabajo agradable.

A mi familia, y en especial a Olga, por comprenderme, apoyarme y darme ánimos todos estos años.

Y a todas las demás personas que han contribuido a la creación de esta tesis.

Gracias a Todos.

ÍNDICE

INTRODUCCIÓN	12
INTRODUCCIÓN A LOS CONVERTIDORES CARGADORES Y DESCARGADORES DE BATERÍA DE SATÉLITES.	17
1.1 Introducción a los sistemas de acondicionamiento de potencia de satélites.	18
1.1.1 Sistema de alimentación.	18
Optimización del sistema.	19
1.1.2 Fuentes de energía.	19
1.1.3 Órbitas.	21
1.1.4 Topologías con bus no regulado.	21
Bus batería.	22
Bus no regulado.	22
Regulador ‘shunt’.	23
Bus regulado con luz solar.	24
1.1.5 Topologías con bus regulado.	24
Bus completamente regulado.	25
Bus híbrido.	26
1.1.6 Control en tres dominios.	26
1.1.7 Algunas especificaciones de los sistemas con bus regulado.	30
Tensiones en el bus.	30
Regulación en estado estacionario.	30
Impedancia del bus.	30
Margen de estabilidad.	31
1.2 Presentación de algunos convertidores cargadores o descargadores publicados en los últimos años.	32
1.2.1 Descargadores de batería.	32
‘Boost’ en modo discontinuo.	33
‘Boost’ en modo continuo.	35
‘Buck’.	37
SMART.	39
‘Push-pull’.	40
1.2.2 Cargadores de batería.	43

Batería por encima del bus.	43
Batería por debajo del bus.	44
1.2.3 Cargadores/descargadores de batería.	45
SÍNTESIS, ANÁLISIS ESTÁTICO Y CLASIFICACIÓN DE CONVERTIDORES CON DOS INTERRUPTORES.	47
2.1 Introducción.	47
2.2 Síntesis de convertidores básicos.	49
2.2.1 Elementos de la célula conmutadora.	49
Elemento interruptor.	49
Elementos condensador e inductor.	51
2.2.2 Reglas de síntesis.	52
2.2.3 Convertidores básicos.	54
Convertidores de primer orden.	54
Convertidores de tercer orden.	55
Convertidores de orden superior.	58
2.3 Análisis estático en modo continuo de los convertidores básicos.	59
2.3.1 Condiciones del análisis.	60
2.3.2 Análisis estático del convertidor ‘buck’.	60
Ecuaciones del circuito.	61
Relación entrada – salida.	62
Valor medio en régimen estacionario de la variable de estado.	63
Rizado de la variable de estado.	64
Ubicación del transistor y del diodo.	64
Estrés en los interruptores.	65
2.4 Clasificación de los convertidores básicos a partir del análisis estático.	66
2.4.1 Convertidores básicos reductores.	66
2.4.2 Convertidores básicos elevadores.	68
2.4.3 Convertidores básicos elevadores – reductores.	70
2.4.4 Convertidores básicos que invierten la polaridad entre la entrada y la salida. ..	71
CLASIFICACIÓN DE LOS CONVERTIDORES BÁSICOS A PARTIR DE SU DINÁMICA CERO.	74
3.1 Introducción.	75
3.1.1 El concepto de dinámica cero.	75
Derivadas de Lie.	76

Grado relativo.	77
Dinámica cero.	77
Sistema de fase mínima.	77
Interpretación.	78
3.1.2 Modelado de los convertidores básicos en modo continuo.	79
Modelo con fuentes controladas.....	79
Adaptación del modelo a la aplicación.....	80
3.2 Análisis de estabilidad de la dinámica cero de los convertidores básicos.....	82
3.2.1 Convertidores básicos de primer orden.	82
El convertidor ‘buck’ como regulador descargador de batería.	82
El convertidor ‘buck’ como regulador cargador de batería.	82
El convertidor ‘boost’ como regulador descargador de batería.	84
El convertidor ‘boost’ como regulador cargador de batería.	86
3.2.2 Convertidores básicos de tercer orden.....	86
El convertidor ‘buck’ con filtro de entrada como regulador descargador de batería.	86
El convertidor ‘buck’ con filtro de entrada como regulador cargador de batería.	89
3.3 Estabilización de la dinámica cero en los convertidores de tercer orden.....	90
3.3.1 Estabilización por amortiguamiento del condensador intermedio.	90
Ejemplo: El convertidor ‘buck’ con filtro de entrada amortiguado.	91
Comparación con otro método de diseño del filtro de entrada.	95
3.3.2 Estabilización por acoplamiento magnético entre los dos inductores.	98
Acoplamiento magnético entre inductores.	98
Ejemplo: El convertidor ‘buck’ con filtro de entrada con los inductores acoplados.	100
3.3.3 Estabilización de la dinámica cero de convertidores reversibles.	102
3.4 Clasificación de los convertidores básicos como cargadores o descargadores de batería.....	103
3.5 Conclusiones.	107
 CONTROL EN MODO DESLIZANTE DE REGULADORES CARGADORES Y DESCARGADORES DE BATERÍA.....	109
4.1 Repaso de las bases del control en modo deslizante.	109
4.1.1 Sistemas de estructura variable con modos deslizantes.....	110
4.1.2 Los convertidores como sistemas de estructura variable.....	111
Control en modo deslizante.	111

Existencia de modo deslizante.....	111
Regulación ideal en modo deslizante.....	112
4.1.3 Control en modo deslizante con frecuencia de conmutación finita.....	112
Ley de control con ‘boundary layer’.....	112
Definición de modo deslizante.....	113
Dinámica deslizante ideal.....	113
4.1.4 Método del control equivalente.....	113
Control equivalente.....	114
Condiciones de existencia de deslizamiento.....	114
Ecuaciones de la dinámica deslizante ideal.....	114
4.1.5 Región de deslizamiento alrededor de un punto de equilibrio.....	115
Existencia de una región de deslizamiento.....	115
Estado de equilibrio de la dinámica deslizante ideal.....	116
4.1.6 Relación entre la dinámica deslizante ideal y la dinámica cero.....	117
4.1.7 Estabilidad en gran señal.....	117
4.2 Aplicación del control en modo deslizante en reguladores conmutados.....	118
4.2.1 Control de corriente.....	118
Condiciones de existencia de deslizamiento.....	118
Limitación en frecuencia.....	120
Ley de control con histéresis.....	121
Ejemplo numérico.....	122
4.2.2 Diseño del lazo de tensión.....	127
Control con doble lazo.....	127
Modelo de los elementos conectados al bus.....	128
Impedancia del bus.....	129
Criterios de diseño.....	130
Análisis de estabilidad de la tensión del bus.....	131
Preservación del modo deslizante frente a perturbaciones de gran señal en la carga.	133
Ejemplo numérico.....	134
4.3 Ejemplos de diseño de reguladores cargadores y descargadores de batería...138	
4.3.1 BDR basado en un ‘boost’ con filtro de salida.....	139
Diseño de los coeficientes del sistema.....	139
Resultados de la simulación.....	141
Conexión de módulos en paralelo.....	144
4.3.2 BCR basado en un ‘buck’ de dos inductores.....	146
Diseño de los coeficientes del sistema.....	146
Resultados de la simulación.....	147
Sistema con dos dominios de regulación.....	149

4.3.3 Regulador reversible BDR/BCR.....	151
Diseño de los coeficientes del sistema.	151
Resultados de la simulación.....	152
CONCLUSIONES Y LÍNEAS DE CONTINUACIÓN.....	154
Conclusiones.	154
Líneas de continuación.	155
REFERENCIAS	157

ÍNDICE DE FIGURAS.

Fig. 1 Configuración general del sistema de alimentación de energía eléctrica de un satélite.....	18
Fig. 2 Característica estática corriente - tensión de un panel solar.	20
Fig. 3 Perfil típico de tensión de batería a lo largo de una órbita.....	20
Fig. 4 Topología con bus batería.	22
Fig. 5 Topología con bus batería y seguimiento del punto de máxima potencia.	22
Fig. 6 Topología con bus no regulado.	23
Fig. 7 Forma más simple del convertidor ‘shunt’.....	23
Fig. 8 Topología con bus regulado con luz solar.....	24
Fig. 9 Topología con bus completamente regulado.....	25
Fig. 10 Topología con bus híbrido.....	26
Fig. 11 Topología con bus completamente regulado.....	27
Fig. 12 Diagrama de bloques del amplificador de error del sistema de control en tres dominios.	27
Fig. 13 Señales en un bus regulado con control en tres dominios.....	28
Fig. 14 Esquema del sistema de control en cada dominio de funcionamiento.	29
Fig. 15 Tensiones del bus recomendadas para diferentes niveles de potencia.....	30
Fig. 16 ‘Máscara’ de impedancias en el bus.	31
Fig. 17 Sistema de acondicionamiento de potencia simplificado en modo BDR.	32
Fig. 18 BDR del MARECS [26].	33
Fig. 19 Topología básica del descargador de batería de la Fig. 18.	33
Fig. 20 Convertidor ‘boost’.....	34
Fig. 21 Regulador ‘boost’ con control LC ³ , propuesto como BDR [68].....	35
Fig. 22 BDR propuesto en 1982 por ingenieros de ETCA [23].....	36
Fig. 23 Convertidor ‘buck’.....	37
Fig. 24 BDR basado en un convertidor ‘buck’ y usado en el satélite Spacebus 3000 [14], [15].	38
Fig. 25 BDR propuesto para el vehículo espacial HERMES en 1990 [20].	39
Fig. 26 Convertidor ‘Add-On Smart’ [2].....	40
Fig. 27 Convertidor “choke fed push-pull boost” [29].	41
Fig. 28 Señales de activación de los interruptores en un convertidor tipo ‘push-pull’.	41
Fig. 29 Convertidor de Weinberg [69].	42
Fig. 30 Otro convertidor tipo ‘push-pull’ que se puede usar como BDR.	42
Fig. 31 Sistema de acondicionamiento de potencia simplificado en modo BCR.	43
Fig. 32 BCR propuesto por ingenieros de Alcatel ETCA [14] y usado en el satélite Spacebus 3000 [15].	44
Fig. 33 Topología de BCR propuesta para el sistema de potencia del Columbus MTF [65].	44
Fig. 34 Convertidor SEPIC usado como regulador cargador de batería.....	45

Fig. 35 Convertidor SMART con interruptores reversibles.....45

Fig. 36 Convertidor reversible propuesto para un cargador / descargador de batería. [55].
.....46

Fig. 37 Convertidor reversible propuesto para un cargador / descargador de batería [70].46

Fig. 38 Estructura de los convertidores conmutados considerados.47

Fig. 39 Elementos de la célula conmutadora: (a) interruptor, (b) condensador y (c) inductor.49

Fig. 40 (a) Transistor y (b) diodo.50

Fig. 41 Relación i-v: (a) del transistor y (b) del diodo.50

Fig. 42 Circuito convertidor que no respeta la regla 2-h.54

Fig. 43 Topología de los convertidores de primer orden.55

Fig. 44 Convertidores de primer orden.55

Fig. 45 Topologías de los convertidores de tercer orden.56

Fig. 46 Convertidores de tercer orden.....57

Fig. 47 Numeración de nodos de un hipotético convertidor con seis nodos.....58

Fig. 48 Hipotético convertidor con seis nodos con un interruptor entre los nodos n1 y n4.
.....59

Fig. 49 Hipotético convertidor con seis nodos con un interruptor entre los nodos n4 y n5.
.....59

Fig. 50 Corrientes y tensiones en el convertidor ‘buck’60

Fig. 51 Posible forma de onda en régimen estacionario de la señal $u(t)$63

Fig. 52 Forma de onda de $i_L(t)$ en régimen estacionario.....64

Fig. 53 Convertidor ‘buck’ con transistor y diodo como interruptores.65

Fig. 54 Convertidores básicos con relación entrada – salida $M = D$67

Fig. 55 Convertidores básicos con relación entrada – salida $M = \frac{2D-1}{D}$ ($D > 0.5$).....68

Fig. 56 Convertidores básicos con relación entrada – salida $M = \frac{1}{1-D}$ 69

Fig. 57 Convertidores básicos con relación entrada – salida $M = \frac{1-D}{1-2D}$ ($D < 0.5$).....70

Fig. 58 Convertidores básicos con relación entrada – salida $M = \frac{D}{1-D}$ 71

Fig. 59 Convertidores básicos con relación entrada – salida $M = \frac{-D}{1-D}$ 72

Fig. 60 Convertidores básicos con relación entrada – salida $M = \frac{-D}{1-2D}$ ($D < 0.5$).....72

Fig. 61 Convertidores básicos con relación entrada – salida $M = \frac{1-2D}{1-D}$ ($D > 0.5$).....72

Fig. 62 Modelo con fuentes controladas del convertidor ‘buck’ en modo continuo.80

Fig. 63 Dinámica cero del convertidor ‘buck’ con control de la corriente de entrada.83

Fig. 64 Circuito de la Fig. 63 en pequeña señal.84

Fig. 65 Modelo con fuentes controladas del convertidor ‘boost’ en modo continuo.84

Fig. 66 Dinámica cero del convertidor ‘boost’ con control de la corriente de salida.....85

Fig. 67	Circuito de la Fig. 66 en pequeña señal.	85
Fig. 68	Modelo con fuentes controladas del convertidor ‘buck’ con filtro de entrada en modo continuo.	86
Fig. 69	Dinámica cero del convertidor ‘buck’ con filtro de entrada con control de la corriente de salida.	87
Fig. 70	Circuito de la Fig. 69 en pequeña señal.	88
Fig. 71	Modificación del convertidor para amortiguar el condensador intermedio.	91
Fig. 72	Modelo del convertidor ‘buck’ con filtro de entrada amortiguado en modo continuo.	91
Fig. 73	Circuito equivalente a las ecuaciones (111).	92
Fig. 74	Gráfica de los coeficientes a_1 y a_2 y de la expresión $a_1 a_2 - a_0$ en función de i_{or}	94
Fig. 75	Gráficas de i_{or1} , i_{or2} e i_{or3} en función de R_d	94
Fig. 76	Regulador ‘buck’ con filtro de entrada con doble lazo de control.	96
Fig. 77	Curva típica de $ Z_s(j\omega) $ de la Fig. 76.	96
Fig. 78	Gráfica de Q_s y Q_{opt} en función de n	97
Fig. 79	Dos inductores acoplados.	99
Fig. 80	Circuito equivalente a los dos inductores acoplados de la Fig. 79.	99
Fig. 81	Modelo con fuentes controladas en modo continuo del convertidor ‘buck’ con filtro de entrada con los inductores acoplados.	100
Fig. 82	Convertidor reversible que se puede utilizar en un regulador cargador/descargador de batería.	102
Fig. 83	Convertidores de tercer orden analizados como cargadores o descargadores de batería.	104
Fig. 84	Trayectorias en el plano de fase de un sistema de estructura variable de segundo orden.	110
Fig. 85	Posible trayectoria de un sistema en las proximidades de una región de deslizamiento R	113
Fig. 86	Representación geométrica de los vectores $f(x_e)$, $g(x_e)$ y $\nabla s(x_e)$	116
Fig. 87	Convertidor continua – continua.	118
Fig. 88	Forma de onda en régimen estacionario de $i_o(t)$	119
Fig. 89	Bloque que simboliza un comparador con histéresis.	121
Fig. 90	Convertidor ‘buck’ con filtro de entrada usado como BDR.	122
Fig. 91	Esquema del sistema simulado con Dymola.	124
Fig. 92	Resultados de la simulación con $V_{bat}=36V$	125
Fig. 93	Detalle de los resultados de la simulación con $V_{bat}=36V$	125
Fig. 94	Resultados de la simulación con $V_{bat}=42V$	126
Fig. 95	Resultados de la simulación con $V_{bat}=32V$	127
Fig. 96	Convertidor con control de corriente conectado al bus de tensión.	127
Fig. 97	Diagrama de bloques de la realimentación de tensión.	128
Fig. 98	Diagrama de bloques para el cálculo de la impedancia del bus.	129
Fig. 99	Diagrama de Bode de la ganancia del lazo de tensión.	130

Fig. 100 Curva típica del módulo de la impedancia del bus en escala logarítmica. 131

Fig. 101 Circuito para el estudio de la estabilidad de pequeña señal de la tensión del bus. 132

Fig. 102 Convertidor ‘buck’ con filtro de entrada como descargador de batería en lazo cerrado. 135

Fig. 103 Representación del módulo y la fase de la impedancia del bus del sistema de la Fig. 102. La línea continua es la impedancia teórica y las cruces los datos extraídos de la simulación. Se ha representado también la ‘máscara’ de impedancias en la gráfica del módulo. 136

Fig. 104 Resultados de la simulación del sistema de la Fig. 102 con una carga de potencia constante y $V_{bat}=36V$ 137

Fig. 105 Resultados de la simulación del sistema con de la Fig. 102 una carga de potencia constante y $V_{bat}=32V$ 137

Fig. 106 Resultados de la simulación del sistema de la Fig. 102 con una carga de potencia constante y $V_{bat}=42V$ 138

Fig. 107 Convertidor ‘boost’ con filtro de salida como descargador de batería. 139

Fig. 108 Representación del módulo y la fase de la impedancia del bus del sistema de la Fig. 107. La línea continua es la impedancia teórica y las cruces los datos extraídos de la simulación. Se ha representado también la ‘máscara’ de impedancias en la gráfica del módulo. 141

Fig. 109 Resultados de la simulación del BDR de la Fig. 107 con una carga de potencia constante y $V_{bat}=42V$ 142

Fig. 110 Resultados de la simulación del BDR de la Fig. 107 con una carga de potencia constante y $V_{bat}=34V$ 143

Fig. 111 Resultados de la simulación del BDR de la Fig. 107 con una carga de potencia constante y $V_{bat}=46V$ 143

Fig. 112 Regulador descargador de batería con dos módulos en paralelo. 144

Fig. 113 Resultados de la simulación del sistema de la Fig. 112. 145

Fig. 114 Regulador descargador de batería basado en un ‘buck’ de dos inductores. 146

Fig. 115 Resultados de la simulación del BCR de la Fig. 114 con $V_{bat}=34V$ 148

Fig. 116 Resultados de la simulación del BCR de la Fig. 114 con $V_{bat}=46V$ 148

Fig. 117 Sistema con dos dominios de funcionamiento. 149

Fig. 118 Resultados de la simulación del sistema de la Fig. 117. 150

Fig. 119 Regulador cargador/descargador de batería basado en un convertidor reversible. 151

Fig. 120 Resultados de la simulación del sistema de la Fig. 119 con $V_{bat}=34V$ 153

Fig. 121 Resultados de la simulación del sistema de la Fig. 119 con $V_{bat}=46V$ 153

INTRODUCCIÓN

Desde 1964 se han lanzado y situado en órbita geoestacionaria cientos de satélites, muchos de los cuales se encuentran todavía en funcionamiento dedicándose a aplicaciones comerciales de comunicación. La mayoría de esos satélites se utilizan para servicio fijo de comunicaciones pero también se incluyen servicios de difusión directa de señal de televisión, radio digital y comunicaciones móviles. En la actualidad se están desarrollando y lanzando a ritmo creciente numerosos satélites geoestacionarios y no geoestacionarios para gran variedad de servicios, incluyendo telefonía móvil, internet y aplicaciones de banda ancha.

El sistema de alimentación es clave para el funcionamiento correcto del resto de sistemas eléctricos del satélite. Este sistema debe proporcionar alimentación continua a la carga útil y a los sistemas de servicio (control de posición, control térmico, etc.) en un entorno donde la fuente de energía (normalmente paneles solares) se interrumpe periódicamente por el eclipse que se produce al pasar el satélite a través de la sombra de la tierra. Durante el periodo de sol se almacena energía en baterías para dar potencia eléctrica durante la sombra.

La forma de combinar los elementos del sistema de alimentación (paneles solares, baterías y cargas) para conseguir los objetivos básicos está determinada por diversos factores. El funcionamiento de los paneles solares se degrada por los daños causados por la radiación y sufre fluctuaciones al variar la inclinación con respecto al sol. Las baterías presentan una característica de tensión altamente dependiente del modo de operación, carga o descarga, y se ven afectadas por la temperatura, la velocidad de carga y descarga y el tiempo de vida. Además, el consumo de las cargas presenta grandes variaciones con el tiempo.

Las estructuras más comunes contienen un bus principal de tensión continua al que están conectados los convertidores continua - continua que alimentan la carga útil y los sistemas de servicio. El panel solar está conectado al bus a través de un regulador que deriva a masa el exceso de corriente que pueda proporcionar el panel, y la batería se carga desde el bus y se descarga en él a través de convertidores cargadores y descargadores de batería.

En esta descripción del sistema se observa que los convertidores continua - continua regulados son las piezas que enlazan los diferentes elementos entre sí. La elección de estos convertidores se hace teniendo en cuenta sobre todo las características de rendimiento, fiabilidad, compatibilidad electromagnética y la precisión, estabilidad y robustez del sistema de control, aunque también se intenta optimizar el peso, el volumen y el coste. Todos estos requerimientos hacen particularmente difícil y atractivo el diseño de convertidores continua - continua embarcados en satélites.

Desde la publicación hace aproximadamente 25 años de los métodos de promediación, junto con algunos refinamientos introducidos posteriormente, se dispone de herramientas de modelado de convertidores conmutados que permiten diseñar satisfactoriamente el control de convertidores por modulación de anchura de pulsos (Pulse Width Modulation, PWM). La señal de control PWM es de frecuencia constante y ciclo de trabajo variable. Se han hecho estudios teóricos y experimentales que muestran que es posible mejorar algunas prestaciones del sistema si se permite que la señal de control tenga frecuencia variable. En particular, el control por ciclo de histéresis es más simple de implementar y produce sistemas con respuesta dinámica más rápida. Sin embargo, los métodos de diseño del control de convertidores por ciclo de histéresis, publicados hasta ahora, no tienen la potencia y generalidad de los métodos de promediación. Un caso ejemplar es el método de control introducido por ingenieros de la Agencia Espacial Europea en 1977 llamado "limit cycle conductance control". En su forma original era un control por ciclo de histéresis con aplicación a convertidores descargadores de batería. Posteriormente los mismos autores optaron por un control de frecuencia constante llamado "PWM conductance control", debido en parte a la mayor facilidad de diseño, en aquel momento, de controles PWM para convertidores de orden elevado o con filtro de entrada.

Desde el punto de vista de los especialistas en control, los convertidores conmutados son sistemas de estructura variable. El estudio de los sistemas de estructura variable, en los cuales se aplica de forma natural el control en modo deslizante, tiene raíces de más de 40 años y muchos investigadores han trabajado en su desarrollo. La forma más directa de llevar a la práctica la teoría de control en modo deslizante en convertidores conmutados es como método de diseño de controles por ciclo de histéresis. Estos métodos permiten especificar la dinámica ideal del sistema cuando la frecuencia de conmutación tiende a infinito. En la práctica hay que tener en cuenta que la frecuencia de conmutación es finita por motivos tecnológicos y provoca que las prestaciones del sistema real se desvíen de las ideales.

A partir de 1985 aproximadamente se empiezan a aplicar estos métodos en convertidores sencillos. Posteriormente se han desarrollado métodos sistemáticos de diseño de controles de convertidores basados en la teoría de control en modo deslizante y se han aplicado en multitud de casos diferentes. Sin embargo, no es fácil encontrar un ejemplo en el que se hayan aplicado con éxito en el contexto de los sistemas de alimentación de satélites.

Por otro lado, la mayoría de los métodos de diseño de control de convertidores sufren las consecuencias de un planteamiento en el que se separa el diseño de la planta del diseño del control. Si se considera la planta inamovible se pierde la posibilidad de introducir modificaciones que, manteniendo el resto de especificaciones, mejoren las prestaciones del control o lo simplifiquen. Se puede facilitar el control si se tiene en cuenta a éste desde el momento de la elección de la topología más adecuada para la aplicación. Para poder realizar esto es necesario disponer de una clasificación de las topologías de convertidores a partir de su comportamiento dinámico.

Con la realización de esta tesis se pretende cubrir el vacío existente entre la teoría de control en modo deslizante y la práctica de diseño de controles por ciclo de histéresis de convertidores conmutados continua – continua que tienen aplicación en los sistemas de alimentación de satélites. Se intenta abarcar desde la síntesis de topologías de convertidores y su clasificación basada en su comportamiento dinámico, hasta los métodos de diseño derivados del control en modo deslizante aplicados a la regulación de la tensión del bus del satélite. La mayoría de las ideas aportadas tienen también aplicación fuera del contexto aerospacial, allí donde se necesiten convertidores continua – continua con regulación de altas prestaciones.

En particular, en el primer capítulo se introducen las características básicas del sistema de alimentación del que forman parte los convertidores que se estudiarán posteriormente. A continuación se presentan algunos convertidores que han sido utilizados en satélites concretos para tener una idea de la variedad de sistemas en los que se aplican las ideas de esta tesis. El problema en el que se centra la tesis es el de los reguladores cargadores y descargadores de batería.

El capítulo 2 comienza con una deducción sistemática, a partir de reglas de síntesis, de un amplio conjunto de topologías de convertidores con aplicación al problema abordado, que constituye la primera aportación original de la tesis. A continuación se analizan las características de régimen estacionario, como la relación entrada – salida y el estrés de los interruptores, para clasificar los convertidores y seleccionar algunos de ellos que se analizan con más detalle posteriormente.

El capítulo 3 se dedica al análisis del comportamiento dinámico de los convertidores seleccionados en el capítulo anterior. Primero se presenta el método de análisis que seguidamente se aplica para obtener una clasificación final de los convertidores. En este capítulo se considera la posibilidad de introducir modificaciones en los circuitos para mejorar su comportamiento dinámico. Estas modificaciones consisten en introducir resistores que disipen una potencia mínima y en acoplar magnéticamente los inductores del circuito.

El capítulo 4 está dedicado al diseño de controladores basados en la teoría de control en modo deslizante. Tras revisar las bases de la teoría, se muestra su aplicación a la regulación de la tensión del bus del satélite utilizando un control de corriente con histéresis en cada convertidor. En este punto es fundamental utilizar los convertidores seleccionados en los capítulos anteriores para poder aplicar la teoría. A continuación se ilustra la teoría con la simulación numérica de varios ejemplos concretos.

Por último en el capítulo 5 se extraen las conclusiones principales del trabajo y se indican los puntos que se pueden ampliar y continuar. En conjunto, se espera que resulte un trabajo útil para los especialistas en el campo.

CAPÍTULO I

INTRODUCCIÓN A LOS CONVERTIDORES CARGADORES Y DESCARGADORES DE BATERÍA DE SATÉLITES.

En este capítulo se introducen las características básicas de los convertidores cargadores y descargadores de batería de satélites, cuya regulación es el principal objeto de estudio de la tesis. En primer lugar se introducen las características del sistema de acondicionamiento de potencia del que forman parte los convertidores [11][50]. A continuación se presentan las especificaciones típicas que se piden a estos sistemas, profundizando en las relacionadas con la regulación [58]. El capítulo acaba con la presentación de algunos convertidores que han sido propuestos como cargadores o descargadores de batería de satélites en diversas publicaciones. Estos ejemplos concretos son muestras de un amplio conjunto de convertidores que pueden ser utilizados para esta aplicación. El análisis y clasificación de una buena parte de estos convertidores se realiza en los siguientes capítulos.

1.1 Introducción a los sistemas de acondicionamiento de potencia de satélites.

En este apartado se presenta la configuración general del sistema de alimentación de energía eléctrica de un satélite, se explican algunas características de las fuentes de energía y se comentan las principales opciones para la arquitectura eléctrica del sistema de acondicionamiento de potencia. A continuación se explican los diferentes lazos de control que existen en un sistema con bus regulado que permiten la regulación de la tensión del bus en todo momento. Por último se presentan algunas especificaciones típicas de regulación de la tensión del bus.

1.1.1 Sistema de alimentación.

La Fig. 1 muestra un diagrama simplificado del sistema de alimentación de un satélite incluyendo el sistema de acondicionamiento de potencia.

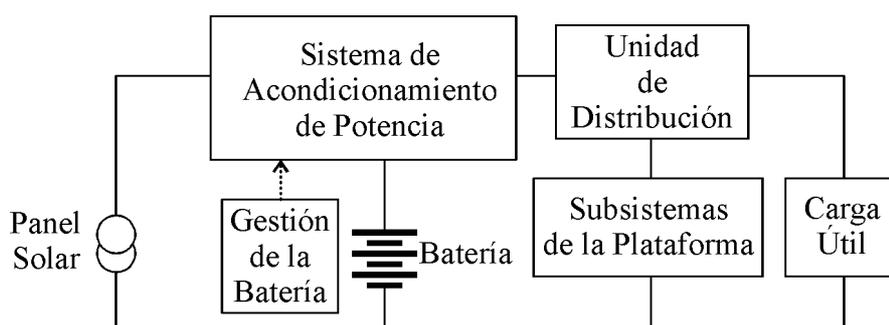


Fig. 1 Configuración general del sistema de alimentación de energía eléctrica de un satélite.

El subsistema de acondicionamiento de potencia es la parte del sistema de alimentación que controla la potencia eléctrica que sale de las fuentes y se distribuye por las cargas.

La fuente de energía primaria más habitual en un satélite es uno o varios paneles de células fotovoltaicas que transforman la energía solar en energía eléctrica. Las baterías electroquímicas son la fuente de energía del satélite en los periodos de sombra, y es necesario recargarlas durante los periodos de sol. Puede haber más de una batería para incrementar la energía almacenada y la redundancia del sistema. El sistema de gestión de la batería determina el estado de carga y calcula la corriente de carga en cada momento a partir de la información de diversos sensores.

La unidad de distribución proporciona protección contra la propagación de fallos entre diferentes subsistemas y permite la conexión y desconexión, en caso necesario, de los subsistemas que no son vitales.

La carga útil es el conjunto de equipos que realizan una función dependiente de la misión del satélite, que puede ser científica, de telecomunicaciones, meteorológica, etc. Por otro lado, la plataforma contiene, además del sistema principal de alimentación, otros subsistemas que son imprescindibles para el correcto funcionamiento del satélite independientemente de cual sea la misión: control de posición y orientación, control térmico, telemetría y gestión de datos. A los subsistemas de la plataforma y de la carga útil se les conoce como los usuarios del sistema de alimentación. Suelen llevar una interfaz en la entrada para adaptar la energía disponible a sus necesidades concretas.

Optimización del sistema.

Generalmente en el coste final del satélite predomina el coste de lanzamiento. Este coste depende sobretodo de la masa del satélite. La masa del sistema de alimentación constituye entre el 25% y el 35% de la masa del satélite y los elementos más pesados son los paneles solares y las baterías.

El sistema de alimentación se diseña intentando minimizar la masa total, manteniendo el resto de requisitos. Esto implica minimizar la disipación de energía durante el procesado de potencia para así poder optimizar el tamaño de las fuentes de energía. Para ello, el sistema de acondicionamiento de potencia debe tener la topología más adecuada y sus componentes deben tener rendimiento energético máximo con masa mínima. Por otro lado, el rendimiento óptimo de todos los módulos implica una menor disipación de energía en forma de calor, lo que contribuye a simplificar y reducir la masa del sistema de control térmico.

La topología más adecuada en cada caso depende sobretodo de las duraciones del eclipse y de la órbita, de la potencia que debe suministrar el sistema y de posibles requerimientos específicos de la carga útil.

1.1.2 Fuentes de energía.

Para entender la tarea del sistema de acondicionamiento de potencia es importante tener una idea básica de las características estáticas de las fuentes de energía.

La Fig. 2 muestra la relación entre la corriente que proporciona un panel solar y la tensión en sus bornes.

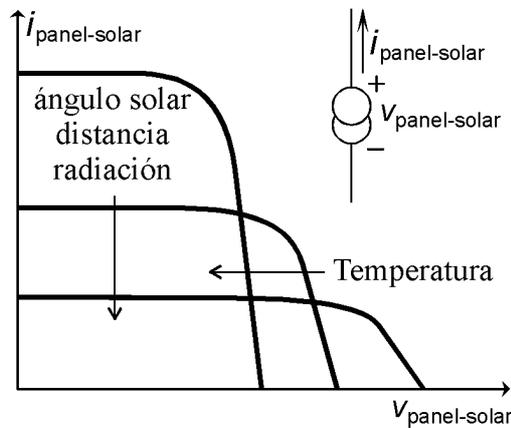


Fig. 2 Característica estática corriente - tensión de un panel solar.

Dentro de un intervalo de tensiones bajas, el panel solar se comporta como una fuente de corriente cuyo valor máximo o de cortocircuito depende de la energía solar captada. Los factores que más influyen en la corriente máxima son: el ángulo del panel respecto al sol, la distancia entre el sol y el satélite y los daños producidos por la radiación que se acumulan con el tiempo. Del mismo modo, para un intervalo de corrientes menores a la corriente máxima, el panel se comporta como una fuente de tensión no ideal, cuya tensión de circuito abierto varía principalmente con la temperatura.

Por otro lado, la batería se comporta prácticamente como una fuente de tensión ideal cuyo valor depende fuertemente del modo de operación, carga o descarga. En la Fig. 3 se observa la evolución de la tensión de batería en un caso típico. Esta curva se ve afectada además por la temperatura, la velocidad de carga y descarga y el tiempo de vida.

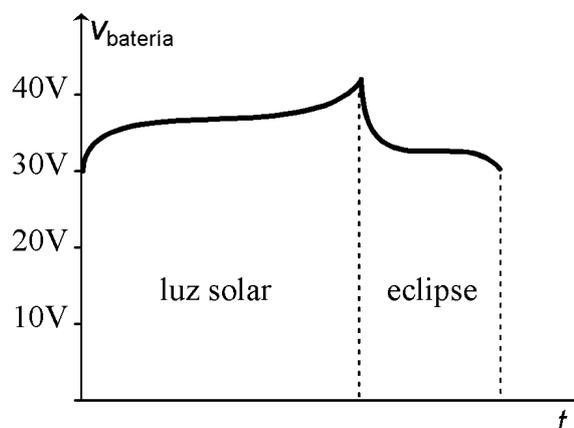


Fig. 3 Perfil típico de tensión de batería a lo largo de una órbita.

1.1.3 Órbitas.

La curva de la Fig. 3 presenta una duración aproximada del eclipse del 30% del periodo de la órbita. Este caso corresponde con un satélite de órbita baja o LEO (Low Earth Orbit). Los satélites de órbita baja tienen una duración del eclipse de alrededor de media hora y una duración de la órbita de aproximadamente una hora y media. Otros tipos de órbita son la geoestacionaria o GEO (Geostationary Orbit) con un eclipse de 1,2 horas sobre una órbita de 24 horas, y la HEO (Highly Elliptical Orbit) que puede tener diversas duraciones del eclipse y de la órbita pero también tiene eclipses relativamente cortos respecto al periodo de la órbita.

Cuanto mayor es el número de cargas y descargas y menor es el tiempo de carga, mayor es la degradación de la batería. Esto ocurre en satélites de órbita baja, que necesitan una batería con mayor capacidad de la requerida para el funcionamiento del satélite, para resistir todo el tiempo de vida.

Por otro lado, cuanto mayor es la duración relativa del eclipse hay menos tiempo disponible con luz del sol para devolver a la batería la energía entregada anteriormente. Por lo tanto el sistema de carga de la batería debe manejar una potencia relativamente mayor en satélites de órbita baja que en satélites con otro tipo de órbita.

Estas son las principales razones por las que el tipo de órbita influye en la estructura del sistema de acondicionamiento de potencia. A continuación se comentan las principales topologías utilizadas en sistemas de acondicionamiento de potencia de satélites.

1.1.4 Topologías con bus no regulado.

En este tipo de arquitectura se intenta simplificar al máximo el sistema principal de alimentación y se deja para los usuarios toda la tarea de evitar que las fluctuaciones de las fuentes de energía afecten al comportamiento del satélite. La carga y descarga de la batería se realiza con circuitos muy simples consiguiendo que la masa de la plataforma sea inferior a la de otras topologías.

Una característica de este tipo de topologías es que la tensión del bus, que se distribuye a los usuarios, depende de la tensión de la batería, al menos durante la descarga de la batería.

Bus batería.

En la Fig. 4 se encuentra un ejemplo de sistema de alimentación con bus no regulado en el que la tensión del bus coincide en todo momento con la tensión de la batería [33].

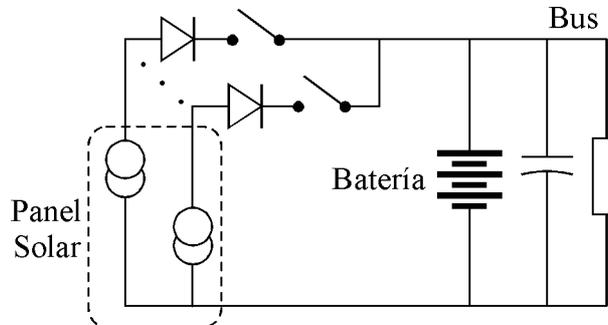


Fig. 4 Topología con bus batería.

El panel solar está dividido en varias secciones, que se conectan al bus a través de interruptores controlados por el sistema de gestión de la batería. La tensión de circuito abierto del panel solar debe ser mayor que la tensión de la batería.

Una variante de esta topología está representada en la Fig. 5. Se obtiene al poner un condensador en paralelo con el panel solar y un convertidor que lo independice de la tensión del bus.

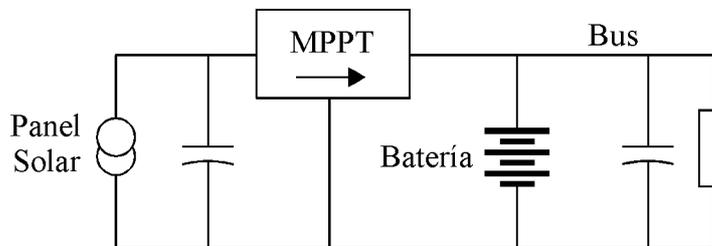


Fig. 5 Topología con bus batería y seguimiento del punto de máxima potencia.

Esto permite hacer trabajar al panel solar cerca del punto donde proporciona potencia máxima, mientras no se exceda la corriente máxima de carga de la batería [18]. Al convertidor que realiza la función de controlar la tensión del panel solar para que este proporcione potencia máxima se le llama MPPT (Maximum Power Point Tracker). La flecha en el bloque MPPT de la Fig. 5 indica el sentido de la transferencia de energía.

Bus no regulado.

Otro ejemplo de sistema con bus no regulado está representado en la Fig. 6 [13].

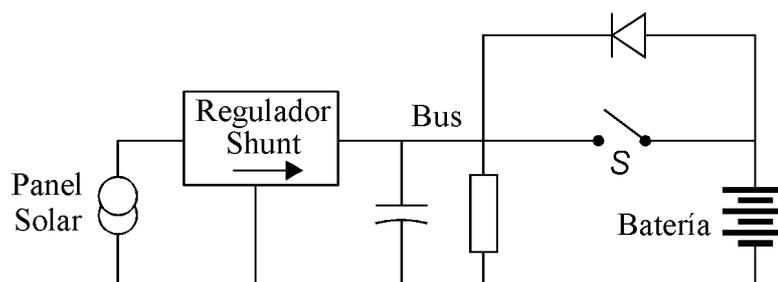


Fig. 6 Topología con bus no regulado.

En esta topología el interruptor S está cerrado durante el proceso de carga de la batería y el regulador ‘shunt’ controla la corriente de carga. El interruptor S se abre cuando la batería está completamente cargada. El sistema de gestión de la batería indica la consigna de corriente de carga y el instante de fin de carga. Con el interruptor S abierto, el regulador ‘shunt’ regula la tensión del bus a un valor superior pero próximo a la tensión de la batería. Cuando aparece un pico de demanda de potencia o durante el eclipse, cae la tensión del bus y la batería se descarga a través del diodo.

Regulador ‘shunt’.

En el ejemplo anterior aparece un convertidor continua - continua simple que forma parte del regulador ‘shunt’. Su estructura básica está representada en la Fig. 7.

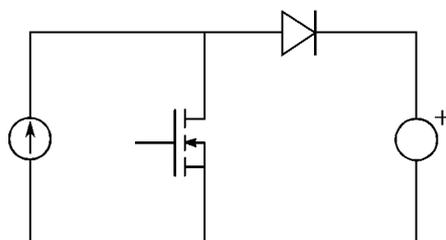


Fig. 7 Forma más simple del convertidor ‘shunt’.

Se trata de un convertidor corriente – tensión, donde la fuente de corriente representa al panel solar y la fuente de tensión representa al bus. El transistor de este convertidor, cuando conduce, deriva hacia la masa (de ahí lo de “shunt”) la corriente que no se desea inyectar en la fuente de tensión. De esta forma se puede regular la corriente de salida y, con un lazo de realimentación adicional, también la tensión de salida. Para que todo funcione correctamente, la tensión del bus debe estar en la zona de funcionamiento como fuente de corriente del panel solar. Normalmente el transistor trabaja de forma conmutada y el panel solar está dividido en varias secciones, cada una con su convertidor, conectadas en paralelo [48].

Bus regulado con luz solar.

En la Fig. 8 está representada la topología conocida como bus regulado con luz solar.

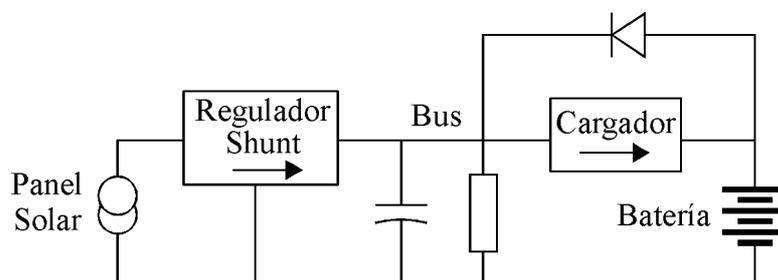


Fig. 8 Topología con bus regulado con luz solar.

Se considera una topología con bus no regulado porque durante la descarga de la batería, que se produce a través del diodo, la tensión del bus no está regulada y sigue a la de la batería. Pero siempre que hay suficiente luz, el regulador ‘shunt’ regula la tensión del bus. La diferencia con la topología anterior (Fig. 6) es que durante la carga de la batería la tensión del bus está regulada. Un regulador en serie limita la corriente de carga [28].

1.1.5 Topologías con bus regulado.

En este tipo de arquitectura eléctrica se intenta que el bus principal de alimentación se comporte como una fuente de tensión constante y regulada en todo momento. Esto complica los equipos situados en la plataforma que deben independizar la tensión del bus de la tensión de la batería.

A cambio, la tensión de la batería, que viene fijada por el número de elementos en serie, no depende de la tensión del bus y se puede escoger como mejor convenga para conseguir la capacidad necesaria de la batería con el mínimo peso [47]. Además, es posible situar más de una batería con un bus solo, lo que da más flexibilidad al sistema.

Por otro lado se simplifican los convertidores situados en la interfaz de los usuarios, que se pueden optimizar mejor en rendimiento por trabajar con una tensión de entrada constante. Esto reduce la potencia demandada por los usuarios y permite reducir el tamaño y el peso de las fuentes.

Bus completamente regulado.

En la Fig. 9 hay un esquema de la topología con bus completamente regulado. Esta topología ha sido utilizada en muchos sistemas de alimentación de satélites, un ejemplo relativamente reciente es la segunda generación de Meteosat [31].

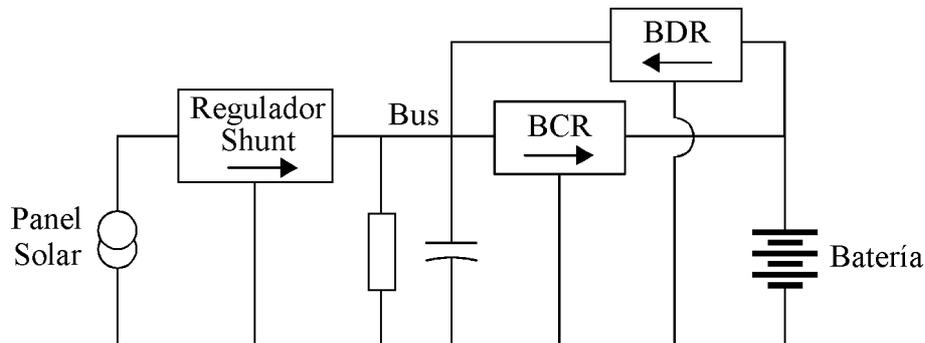


Fig. 9 Topología con bus completamente regulado.

Esta topología contiene tres tipos diferentes de regulador.

El regulador 'shunt', cuyo funcionamiento se ha explicado más arriba, se encarga de regular la tensión del bus mientras el panel solar puede proporcionar la potencia que demanda la carga más la potencia máxima de carga de la batería.

El descargador de batería o BDR (Battery Discharge Regulator) regula la tensión del bus en los intervalos de sombra o cuando se produce un pico de demanda de potencia por parte de la carga que no puede cubrir el panel solar.

Por último, el cargador de batería o BCR (Battery Charge Regulator) se ocupa de cargar la batería desde el bus mientras el sistema de gestión de la batería no indique el fin de carga. Cuando el cargador de batería entra en funcionamiento, regula la tensión del bus inyectando en la batería la diferencia entre la energía que suministra el panel solar y la que demanda la carga. El BCR no permite que la corriente de carga supere un cierto valor máximo. Cuando se llega a ese valor, el control de la tensión del bus se transfiere al regulador 'shunt'.

Las funciones del descargador y del cargador se pueden realizar con un regulador que permita la transferencia de energía en ambos sentidos, de control más complejo, pero en general con menos peso que los dos reguladores separados [69].

El sistema de control de la tensión del bus descrito es conocido como "control en tres dominios" y se explica con más detalle en el apartado 1.1.6.

Bus híbrido.

La topología con bus híbrido está representada en la Fig. 10. Esta topología se considera adaptada a satélites de órbita baja y se ha escogido por ejemplo para la constelación de satélites Skybridge [13].

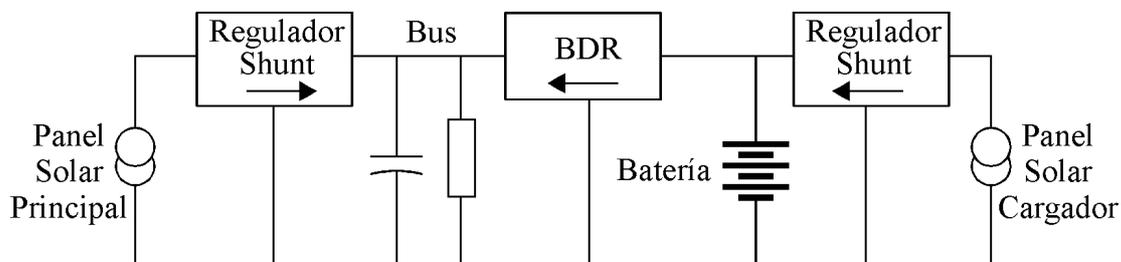


Fig. 10 Topología con bus híbrido.

En esta topología la regulación del bus se lleva a cabo entre dos reguladores, el ‘shunt’ y el descargador de batería.

El descargador de batería regula la tensión del bus siempre que se necesite energía de la batería, ya sea porque el satélite se encuentra en una zona de oscuridad o porque la potencia que suministra el panel solar no es suficiente para cubrir las necesidades de la carga. En los demás casos, la regulación de la tensión del bus la realiza el regulador ‘shunt’. Este sistema de control es conocido como “control en dos dominios” y es un caso particular del control en tres dominios que se explica más abajo.

Una sección del panel solar está dedicada a la carga de la batería. La regulación de la corriente de carga se hace con un regulador ‘shunt’ en la Fig. 10, pero también se puede hacer con un seguidor del punto de máxima potencia con limitación de corriente máxima.

1.1.6 Control en tres dominios.

En este apartado se explica con más detalle el sistema de regulación de la tensión del bus que se utiliza en las topologías con bus regulado como la representada en la Fig. 11.

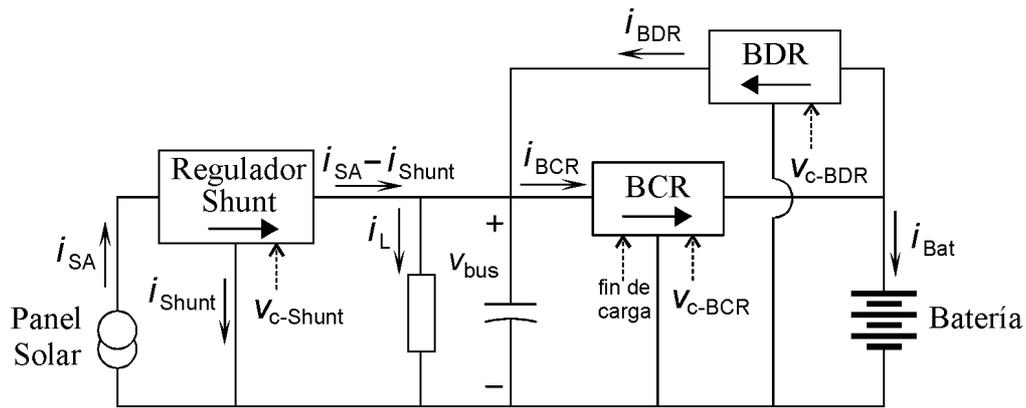


Fig. 11 Topología con bus completamente regulado.

El objetivo de control es mantener constante la tensión del bus, y para ello es necesario que las corrientes que entran y salen del bus estén equilibradas, es decir, que se debe cumplir:

$$i_{BDR} - i_{BCR} - i_{Shunt} = i_L - i_{SA} \tag{1}$$

Cada uno de los reguladores lleva un sistema interno de control de corriente y una señal de entrada que representa la consigna de corriente. Esto hace que los módulos se comporten como fuentes de corriente controladas, lo que permite situar varios módulos en paralelo realizando la misma función y repartiendo entre ellos la potencia. Las señales v_{c_Shunt} , v_{c_BCR} y v_{c_BDR} de la Fig. 11 representan las consignas de las corrientes i_{Shunt} , i_{BCR} e i_{BDR} respectivamente.

El procesado de señal se realiza en la unidad de control del sistema, conocida como MEA (Main Error Amplifier), cuyo diagrama de bloques se encuentra en la Fig. 12.

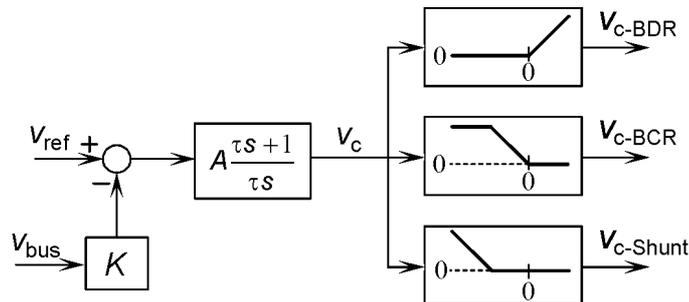


Fig. 12 Diagrama de bloques del amplificador de error del sistema de control en tres dominios.

La tensión del bus pasa a través de un bloque de ganancia K , que representa la atenuación del divisor de tensión que se utiliza como sensor. El resultado se compara con una tensión de referencia y el error se amplifica mediante un circuito con función de transferencia de tipo proporcional – integral. Se obtiene así la señal de control v_c . Esta señal de control entra en tres adaptadores de señal, uno para cada regulador, que la dejan pasar sólo cuando se encuentra en un rango de valores determinado. El valor de v_c determina en cual de los tres modos de funcionamiento se encuentra el sistema. Aunque no se muestra en la figura, existe una banda de seguridad entre dominios de funcionamiento para evitar solapamientos.

Para entender mejor el comportamiento del sistema, podemos seguir las señales de la Fig. 13, donde aparecen todos los modos de funcionamiento.

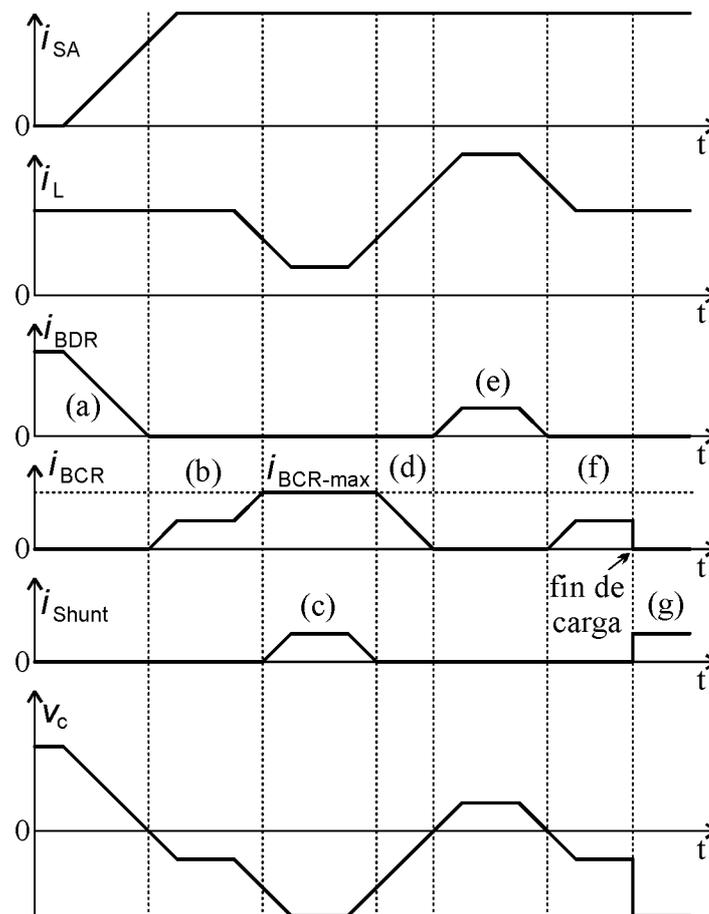


Fig. 13 Señales en un bus regulado con control en tres dominios.

Se ha supuesto un caso en el que el satélite parte de una zona de eclipse, sale de él y a continuación la corriente de carga sufre variaciones. Cuando se producen estas fluctuaciones, el control integral reacciona para mantener el error de tensión a cero generando automáticamente la señal v_c que activa los módulos necesarios para contrarrestar el efecto de las perturbaciones.

El descargador de batería se activa durante el eclipse, por ejemplo el intervalo (a) de la Fig. 13, o también cuando la corriente de carga supera a la corriente del panel solar, como en el intervalo (e). El regulador 'shunt' se activa cuando el cargador de batería llega a una cierta corriente máxima, como en (c), o cuando se llega al final de la carga de la batería y la corriente del panel supera a la corriente de carga, como en (g). En los demás casos, los intervalos (b), (d) y (f) de la Fig. 13, la señal v_c actúa sobre el cargador de batería.

Podemos representar el sistema con un modelo simplificado en cada dominio de funcionamiento. Un esquema del modelo se muestra la Fig. 14.

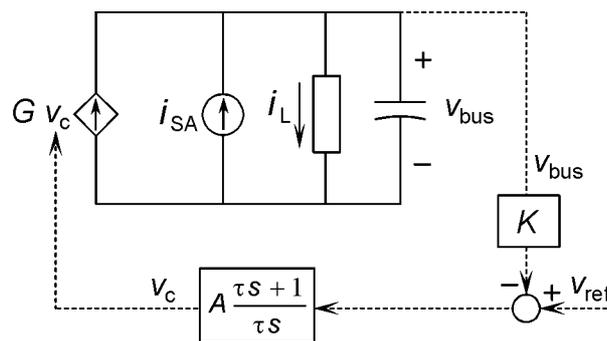


Fig. 14 Esquema del sistema de control en cada dominio de funcionamiento.

La simplificación está en considerar el módulo activo como una fuente de corriente ideal controlada por la tensión v_c . El parámetro G es la transconductancia de la fuente. Esta aproximación será tanto más buena cuanto mejor sea el control de corriente del módulo en precisión y ancho de banda.

1.1.7 Algunas especificaciones de los sistemas con bus regulado.

En este apartado se explican algunas de las especificaciones propuestas por ingenieros de la Agencia Espacial Europea [58], para sistemas de alimentación de satélite con bus regulado. Estas especificaciones son típicas para este tipo de sistemas. Están pensadas para obtener una tensión en el bus de un valor preciso y libre de buena parte de las interferencias electromagnéticas que pueden afectarle. De esta forma se simplifican los convertidores de la interfaz de los usuarios que tienen así menos problemas de regulación de tensión y de rechazo de interferencias electromagnéticas.

Tensiones en el bus.

Las tensiones de bus estándar son 28V, 50V y 120V. Se escoge una u otra en función de la corriente esperada en el bus. Se considera que la corriente en el bus no debe superar los 60A. La tensión recomendada para cada potencia se muestra en la Fig. 15, donde P_{out} es la potencia que proporciona el bus a las cargas e i_{out} la corriente correspondiente.

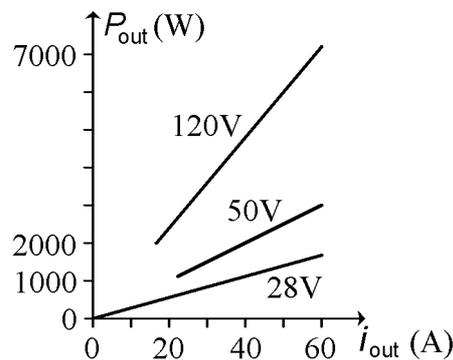


Fig. 15 Tensiones del bus recomendadas para diferentes niveles de potencia.

Regulación en estado estacionario.

Se admite un error de $\pm 1\%$ en la tensión del bus en todo el rango de utilización.

Impedancia del bus.

La impedancia del bus se define como la relación en pequeña señal entre la tensión del bus y una corriente que se inyecta en el bus.

$$Z_{bus}(s) = \frac{V_{bus}(s)}{I(s)} \quad (2)$$

Esta es una especificación en el dominio de la frecuencia. La impedancia del bus, medida en el punto de regulación, debe estar por debajo de la curva normalizada de la Fig. 16, denominada ‘máscara’ de impedancias, cuando el sistema de regulación funciona solamente en un dominio.

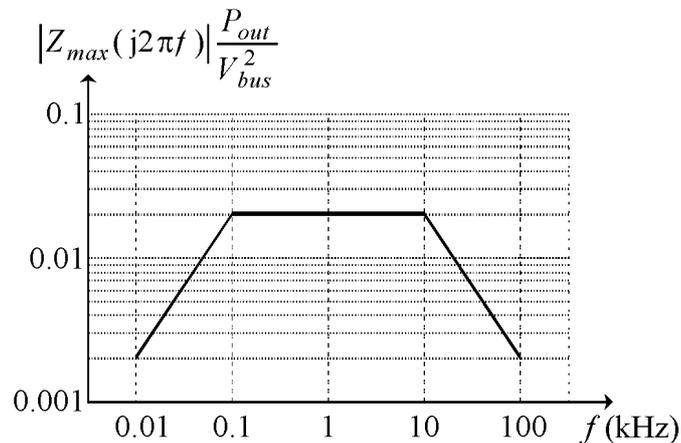


Fig. 16 ‘Máscara’ de impedancias en el bus.

Esta especificación impone condiciones en el valor del condensador del bus y en los coeficientes del amplificador de error.

La zona plana de la ‘máscara’ se especifica para que, a esas frecuencias, una corriente sinusoidal superpuesta a la corriente continua, (esta última de valor tal que transporte la potencia nominal) de amplitud igual al 50% del valor de continua, produzca en el bus una tensión sinusoidal de amplitud máxima igual a 1% de la tensión nominal del bus.

$$Z_{max} = \frac{0.01V_{bus}}{0.5P_{out}/V_{bus}} = 0.02V_{bus}^2 / P_{out} \quad (3)$$

La zona de bajas frecuencias de la ‘máscara’ impone una limitación al término integral de la realimentación de la tensión del bus, y la zona de altas frecuencias obliga a que el condensador del bus sea mayor que cierto valor mínimo.

Margen de estabilidad.

El lazo de regulación de la tensión del bus debe tener un margen de fase mayor o igual a 60° .

1.2 Presentación de algunos convertidores cargadores o descargadores publicados en los últimos años.

En este apartado se examinan algunos ejemplos extraídos de artículos publicados en congresos y revistas especializadas escritos por ingenieros que colaboran con la Agencia Espacial Europea, con la NASA o con empresas fabricantes de equipos electrónicos para satélites. Los ejemplos son convertidores utilizados en sistemas de acondicionamiento de potencia de satélites con bus regulado. Algunos ejemplos son sólo del circuito convertidor básico, otros incluyen los circuitos de protección y/o un esquema del sistema de control. No pretenden ser una recopilación exhaustiva de todos los convertidores usados alguna vez para esta aplicación, pero sí un conjunto amplio y representativo. Se han clasificado en tres tipos: convertidores que forman parte de reguladores descargadores de batería (BDR), de reguladores cargadores de batería (BCR) y de reguladores que pueden realizar ambas funciones.

1.2.1 Descargadores de batería.

Un regulador descargador de batería es necesario en cualquier sistema de acondicionamiento de potencia de satélite con bus regulado. Un esquema simplificado del sistema cuando la regulación del bus es a cargo del descargador de batería se muestra en la Fig. 17.

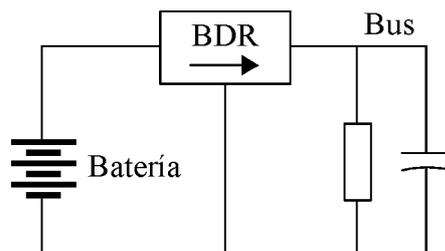


Fig. 17 Sistema de acondicionamiento de potencia simplificado en modo BDR.

El BDR, cuando entra en funcionamiento, debe regular la tensión del bus independizándola de la tensión de batería, que puede estar dentro de cierto rango de valores, y rechazando las perturbaciones de la corriente de carga en una amplia banda de frecuencias.

‘Boost’ en modo discontinuo.

El esquema de la Fig. 18 representa el regulador descargador de batería del satélite MARECS [26]. Se trata de un satélite de comunicación marítima lanzado en diciembre de 1981. El sistema de alimentación de este satélite, diseñado varios años antes, contiene un bus regulado a 50V (aunque con una topología diferente a las explicadas en el apartado 1.1.5) y dos baterías que proporcionan una tensión entre 28V y 36V. Cada batería está conectada a tres módulos BDR en paralelo.

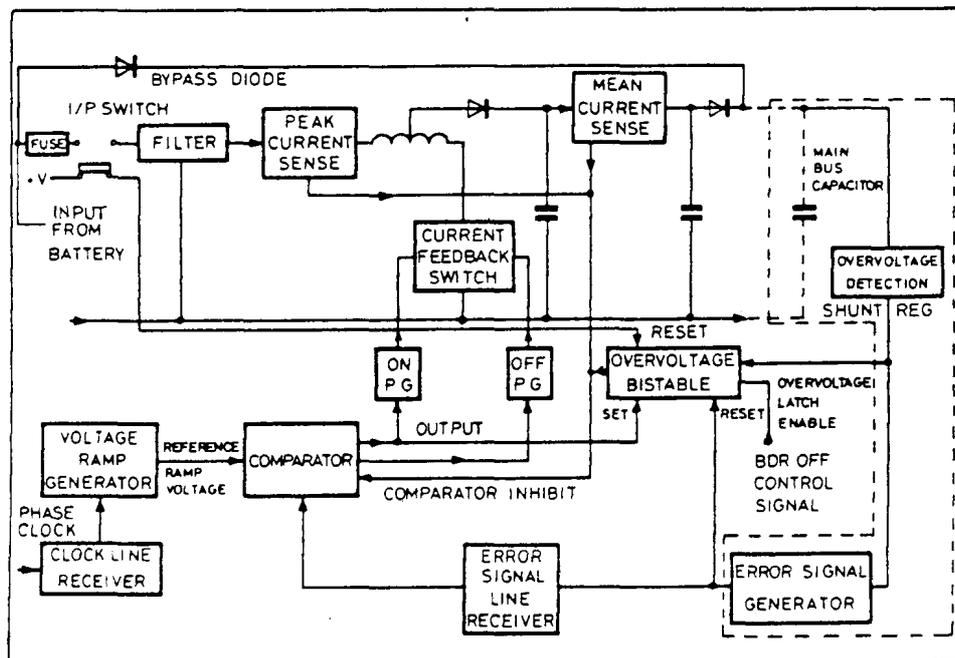


Fig. 18 BDR del MARECS [26].

El núcleo de este regulador, excluyendo los filtros de entrada y de salida, los diodos de protección y todos los circuitos de control, es el convertidor que se muestra en la Fig. 19.

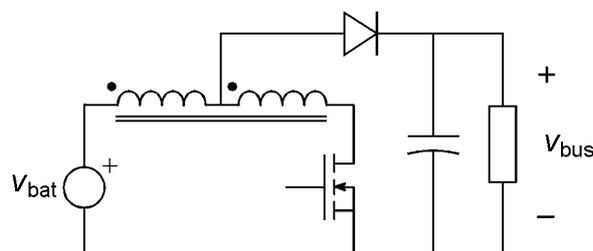


Fig. 19 Topología básica del descargador de batería de la Fig. 18.

Se trata de un convertidor elevador de tensión que incluye un elemento magnético con tres terminales conocido como inductor partido o “tapped-inductor”.

Cuando, como en este ejemplo, se necesita una tensión de bus mayor que la tensión de batería, la opción más sencilla es basar el descargador de batería en un convertidor como el de la Fig. 20, conocido como “boost”, del cual el convertidor de la Fig. 19 es una variante.

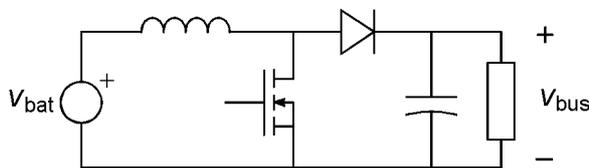


Fig. 20 Convertidor ‘boost’.

El convertidor de este ejemplo trabaja en modo discontinuo. En este modo de conducción, durante el intervalo de corte del transistor, la energía almacenada en el inductor se descarga completamente a través del diodo antes de comenzar el siguiente ciclo. Contrariamente, en el modo continuo, la corriente por el diodo nunca llega a cero durante el intervalo de corte del transistor.

El control es por modulación de anchura de pulsos a frecuencia constante (PWM) con un lazo simple de regulación de la tensión del bus. La señal que se obtiene de los sensores de corriente (Fig. 18) no se utiliza para regulación sino para protección contra sobrecarga. El sistema lleva una protección adicional contra exceso de tensión en el bus.

Utilizando convertidores ‘boost’, es más fácil regular la tensión del bus trabajando en modo discontinuo que en modo continuo. Esto es debido a que en modo discontinuo el convertidor se comporta como si fuera de primer orden [35]. Otra ventaja del modo discontinuo es la posibilidad de conectar varios módulos en paralelo, consiguiendo un buen reparto de la corriente entre los módulos, como en este ejemplo. Sin embargo, el uso de modo discontinuo implica la necesidad de utilizar un mayor número de módulos en paralelo debido al hecho de que, para el mismo nivel de potencia, los interruptores tienen que soportar dos o tres veces más nivel de corriente máxima en modo discontinuo que en modo continuo.

‘Boost’ en modo continuo.

Utilizando un lazo interno de control de corriente en cada módulo, es posible situar en paralelo varios convertidores ‘boost’ en modo continuo, con un buen reparto de la corriente entre ellos. Además, con este lazo de control de corriente añadido es más fácil la regulación de la tensión del bus que con un lazo solo de control de tensión. Estas dos ideas fueron introducidas en 1977 por ingenieros de ESTEC (European Space Research and Technology Centre) [67], y de esa referencia se extrae el siguiente ejemplo.

El circuito de la Fig. 21 representa un regulador ‘boost’ propuesto como descargador de batería. El sistema de control fue bautizado por sus autores como “Limit Cycle Conductance Controller” (LC^3).

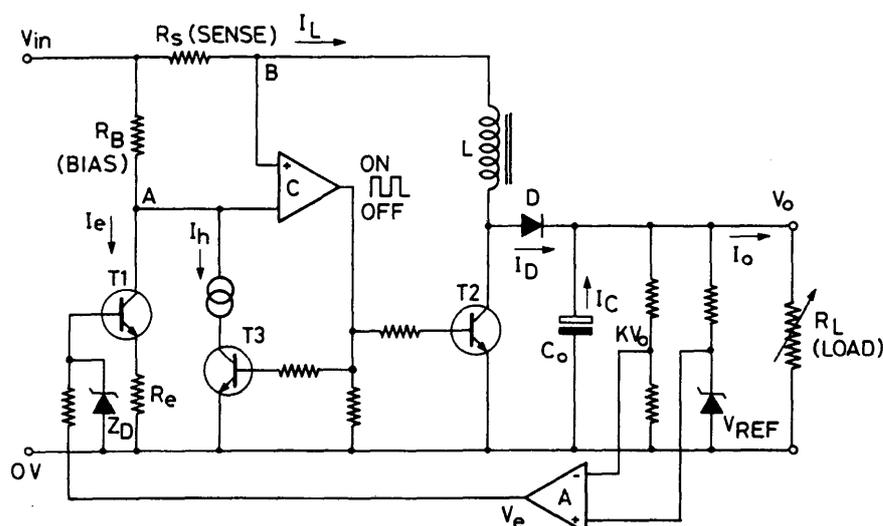


Fig. 21 Regulador ‘boost’ con control LC^3 , propuesto como BDR [67].

El nombre de “Limit Cycle” es debido a que el sistema mantiene la oscilación sin necesidad de ningún reloj ni señal externa periódica que la fuerce. El nombre de “Conductance Controller” es porque (en un modelo muy simplificado) el lazo de control de corriente convierte al convertidor en una fuente de corriente controlada por tensión, cuyo coeficiente tiene dimensión de conductancia.

Este tipo de control es más conocido actualmente como control de corriente con histéresis [53]. Consiste en medir la corriente en el inductor y forzar a que esté siempre entre un valor máximo y un valor mínimo, utilizando un comparador con histéresis cuya salida actúa sobre el transistor. El punto medio de estas dos cotas es el valor medio de la corriente en el inductor (suponiendo una forma de onda triangular). Este valor medio depende del error de la tensión de salida, obteniendo así un sistema con dos lazos de control, uno anidado dentro del otro.

El efecto del lazo de control de corriente sobre la dinámica es que aparentemente ‘reduce el orden’ del sistema, facilitando el trabajo del compensador del lazo de tensión.

Una ventaja adicional del control de corriente es que, si se limita la salida del amplificador de error de tensión, se consigue una limitación instantánea de la corriente en el inductor, proporcionando protección contra sobrecarga. En la Fig. 21 esta limitación la realiza el diodo Zéner Z_D , que limita la tensión V_e , que es la salida del amplificador de error de tensión. En el convertidor ‘boost’ esta protección solamente actúa mientras la tensión de salida es mayor que la de entrada. Para una limitación total de la corriente de entrada es necesario un interruptor adicional [51].

Posteriormente aparecieron otros tipos de control de corriente [9] [53] [49] con las mismas ventajas ya comentadas, que tienen aplicación inmediata en reguladores ‘boost’. Como ejemplo de ello, en 1982 ingenieros de ETCA (Etudes Techniques et Constructions Aérospatiales, Bélgica) proponen un regulador descargador de batería formado por tres módulos en paralelo como el que se muestra en la Fig. 22 [23].

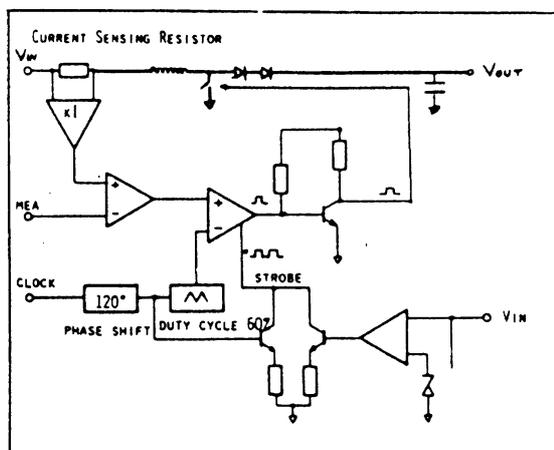


Fig. 22 BDR propuesto en 1982 por ingenieros de ETCA [23].

En cada módulo se usa información de la corriente de entrada y de la tensión de salida para generar una señal de error. Esta señal de error se compara con un generador de señal en diente de sierra. En la salida del comparador se obtiene una señal PWM que controla el convertidor ‘boost’. La señal de error de tensión es común a los tres módulos para obtener un buen reparto de las corrientes.

Las señales de reloj de los tres módulos están sincronizadas entre ellas con desfases de 120° . Esto permite reducir el tamaño de los filtros de entrada y de salida.

‘Buck’.

El convertidor ‘boost’ en modo continuo tiene una función de transferencia del ciclo de trabajo a la tensión de salida con dos polos complejos y un cero en el semiplano derecho [70] [41]. Si se utiliza el control de corriente, la función de transferencia de la consigna de corriente a la tensión de salida (con el lazo de corriente cerrado) tiene un polo dominante, pero mantiene el mismo cero del semiplano derecho [27] [30]. Igualmente, en el convertidor ‘boost’ en modo discontinuo, la función de transferencia del ciclo de trabajo a la tensión de salida tiene un polo dominante y el mismo cero del semiplano derecho [35].

Por otro lado, es un hecho conocido en teoría de control [19], que en un sistema cuya función de transferencia de la entrada de control a la salida tiene un cero en el semiplano derecho (llamada entonces función de transferencia de fase no mínima), la frecuencia del cero debe ser superior a la frecuencia de cruce por cero decibelios para poder obtener un sistema estable con una robustez aceptable.

Por lo tanto, debido a la presencia del cero del semiplano derecho, es difícil cumplir la especificación de impedancia en el bus utilizando convertidores ‘boost’. Lo mismo se puede decir de cualquier convertidor con función de transferencia de fase no mínima.

El convertidor más sencillo con función de transferencia de fase mínima es el convertidor ‘buck’ de la Fig. 23.

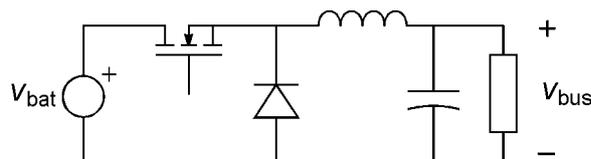


Fig. 23 Convertidor ‘buck’.

Una característica de este convertidor es que es reductor de tensión y solamente se puede utilizar como descargador de batería cuando la tensión de bus es menor que la tensión de batería.

Un ejemplo de ello es el Spacebus 3000, un satélite geoestacionario de telecomunicaciones con un sistema de acondicionamiento de potencia con bus completamente regulado (Fig. 9) a 50V y $V_{bat} > V_{bus}$. Contiene dos baterías, cada una conectada a 4 módulos BDR como el que se muestra en la Fig. 24 [14] [15].

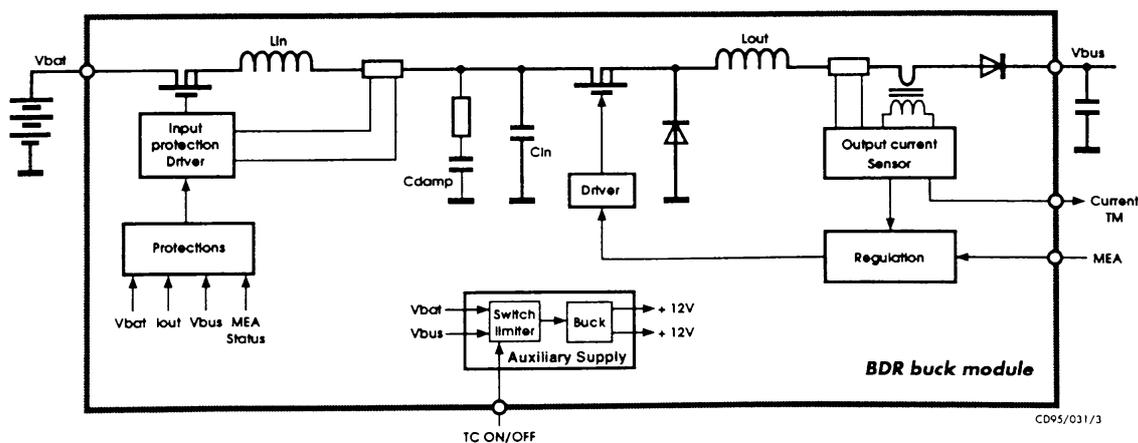


Fig. 24 BDR basado en un convertidor ‘buck’ y usado en el satélite Spacebus 3000 [14] [15].

Este BDR está basado en un convertidor ‘buck’ con filtro de entrada. Contiene un lazo interno de control de la corriente que se inyecta en el bus. Tiene además un interruptor de protección en la entrada que se activa cuando se detecta una corriente excesiva en la entrada o en la salida o una tensión de salida superior a la de entrada.

El filtro L-C de la entrada incluye una red R-C serie en paralelo con el condensador para amortiguar posibles oscilaciones en el filtro. Este filtro de entrada se ha diseñado para que tenga una impedancia de salida mucho menor que la impedancia de entrada del convertidor ‘buck’ en lazo cerrado. De esta forma se asegura que el filtro no afecta excesivamente a las características dinámicas del regulador ‘buck’ sin filtro [43] [52]. Este amortiguamiento en el filtro asegura, además, que la función de transferencia del convertidor sigue siendo de fase mínima después de poner el filtro (esta conclusión es una de las aportaciones de esta tesis y se volverá sobre ello en el capítulo 3).

SMART.

Cuando se necesita una tensión de bus superior a la tensión de batería y se quiere utilizar el convertidor ‘buck’ para aprovechar sus propiedades de regulación, una opción es utilizar un regulador con dos etapas en cascada conocido como SMART (Standard Multiple Application Regulator Topology) [51]. Este regulador se propuso como descargador de batería, por ejemplo, para el sistema de alimentación del vehículo espacial HERMES [20]. Un esquema tomado de esa referencia se muestra en la Fig. 25.

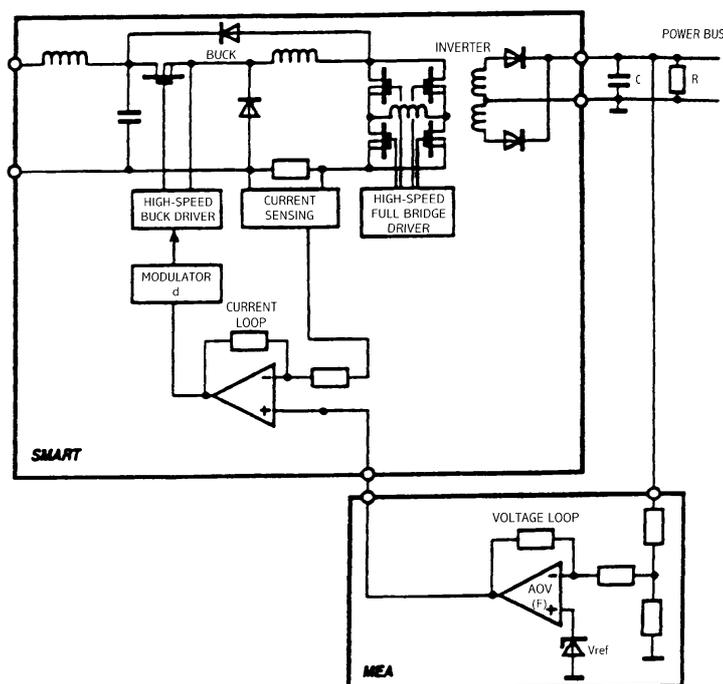


Fig. 25 BDR propuesto para el vehículo espacial HERMES en 1990 [20].

El regulador SMART consta de un regulador ‘buck’ en la entrada, que lleva un lazo de control de la corriente en el inductor, y de una etapa de salida que eleva la tensión utilizando un transformador de alta frecuencia.

La etapa de salida puede ser “full bridge” como en la Fig. 25 aunque suele ser alguna variante de “push-pull”. En cualquier caso los transistores trabajan a ciclo de trabajo constante del 50% con las ramas equilibradas. De esta forma la etapa de salida no aumenta el orden del sistema (si el acoplamiento magnético es perfecto y los interruptores ideales) y no modifica la forma de la función de transferencia del ‘buck’ que sigue siendo de fase mínima.

Otra característica de la topología SMART es que no necesita interruptores adicionales para incluir las protecciones. El transistor del ‘buck’ se puede utilizar para protección contra exceso de corriente y los transistores de la etapa de salida para protección contra exceso de tensión en la salida.

El principal inconveniente del regulador SMART es que, por tener dos etapas en cascada, en general tiene menor rendimiento y mayor número de elementos magnéticos (es decir, mayor peso) que otros reguladores con una sola etapa.

En la Fig. 26 se muestra una variante del regulador SMART, conocida como ‘Add-On Smart’ [2], que se ha propuesto para el BDR de la segunda generación de Meteosat [31].

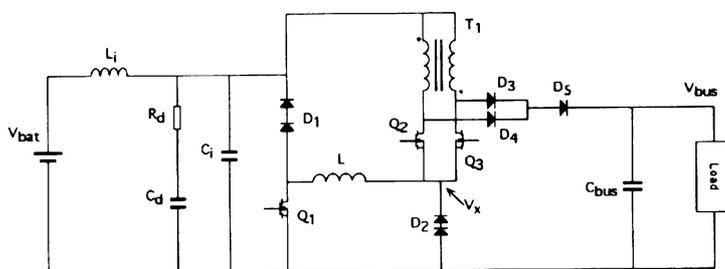


Fig. 26 Convertidor ‘Add-On Smart’ [2].

La concepción de este regulador es la misma que la del SMART. Una etapa de entrada que realiza la regulación y la limitación de corriente y una etapa de salida para elevar la tensión, que no modifica la función de transferencia de fase mínima y permite la protección contra exceso de tensión en la salida.

‘Push-pull’.

Los convertidores englobados en este apartado se pueden considerar como diferentes formas de asociar dos convertidores en paralelo. La ventaja más evidente de esta asociación es el ahorro de un lazo de control de corriente, pero también puede facilitar la regulación.

El convertidor de la Fig. 27 fue propuesto en 1989 por ingenieros de British Aerospace como base para un regulador descargador de batería. A este convertidor sus autores lo denominaron “choke fed push-pull boost” [29].

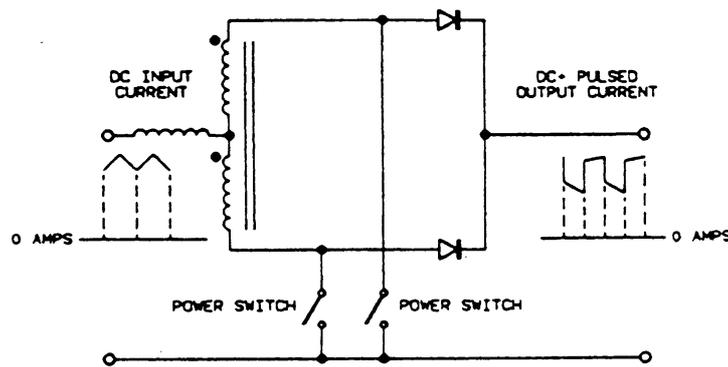


Fig. 27 Convertidor "choke fed push-pull boost" [29].

Las señales que controlan los interruptores en este tipo de convertidores tienen una forma de onda como la que se muestra en la Fig. 28.

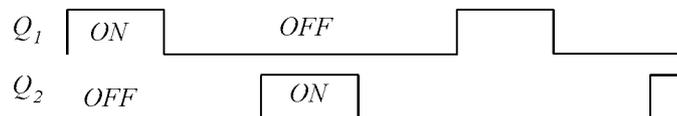


Fig. 28 Señales de activación de los interruptores en un convertidor tipo 'push-pull'.

Los dos interruptores controlados nunca conducen simultáneamente. Los tiempos de conducción de los interruptores están equilibrados para mantener acotado el flujo magnético en el transformador. Por lo tanto, para la regulación del sistema, los ciclos de trabajo en los dos interruptores controlados pueden variar entre el 0% y el 50% pero manteniéndose iguales entre sí.

Este convertidor comparte muchas de las características del convertidor 'boost'. En particular, igual que el 'boost', tiene, en la función de transferencia de ciclo de trabajo a tensión de salida, un cero en el semiplano derecho situado a una frecuencia inversamente proporcional al coeficiente de autoinducción del inductor de entrada. En [29] se propone diseñar ese inductor de forma que el cero del semiplano derecho quede a una frecuencia suficientemente alta para obtener una impedancia aceptable en el bus.

Otro convertidor que puede ser utilizado como descargador de batería, cuando la tensión de bus está por encima de la tensión de batería, es el convertidor de Weinberg, publicado por primera vez en 1974 [66]. Un esquema de este convertidor se muestra en la Fig. 29 [68].

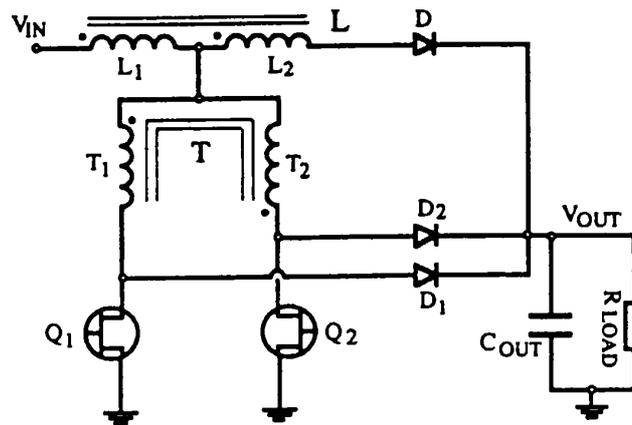


Fig. 29 Convertidor de Weinberg [68].

Este convertidor contiene dos transistores en 'push-pull', como en el ejemplo anterior, y un inductor partido en la entrada. Su principal característica es la ausencia del cero del semiplano derecho en la función de transferencia, lo que permite regular la tensión en una banda amplia de frecuencias. Su principal inconveniente es la dificultad para medir la corriente de salida debido a la presencia de picos de corriente que la enmascaran. Estos picos de corriente aparecen por culpa de las inevitables inductancias parásitas de pérdidas de flujo en los elementos magnéticos [68].

Existen otros convertidores tipo 'push-pull' con características similares al convertidor de Weinberg y con la corriente de salida más fácil de medir. Un ejemplo es un descargador de batería propuesto por ingenieros de FIAR (empresa colaboradora habitual de la Agencia Espacial Europea) [1]. Una simplificación del convertidor citado se muestra en la Fig. 30.

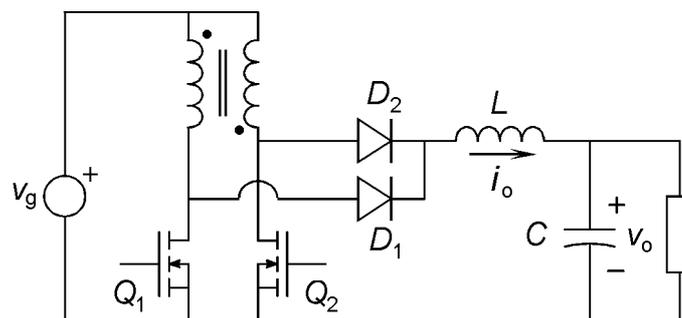


Fig. 30 Otro convertidor tipo 'push-pull' que se puede usar como BDR.

1.2.2 Cargadores de batería.

Un regulador cargador de batería solamente es necesario cuando se utiliza una topología para el sistema de acondicionamiento de potencia con bus completamente regulado como la de la Fig. 9. Un esquema simplificado del sistema cuando la regulación del bus es a cargo del cargador de batería se muestra en la Fig. 31.

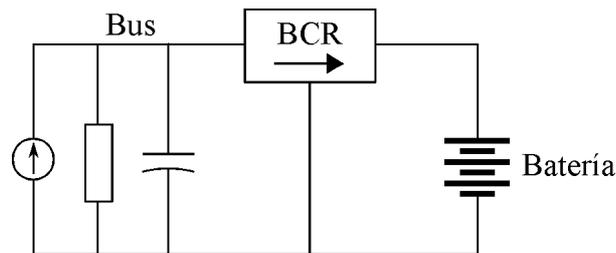


Fig. 31 Sistema de acondicionamiento de potencia simplificado en modo BCR.

El BCR, igual que el BDR, cuando entra en funcionamiento debe regular la tensión del bus rechazando las perturbaciones de la corriente de carga en una banda amplia de frecuencias. A diferencia del descargador, la tensión que debe regular se encuentra a su entrada. La energía la extrae del panel solar, representado en la Fig. 31 por una fuente de corriente.

En general, en este caso la regulación es más fácil de conseguir. Ni el convertidor 'buck' ni el 'boost' presentan ceros en el semiplano derecho en la función de transferencia de la entrada de control a la tensión de entrada. La regulación se realiza, siguiendo el esquema de control en tres dominios, con un doble lazo de la corriente de entrada al convertidor y de la tensión del bus.

Batería por encima del bus.

Un ejemplo de regulador cargador de batería usado en el satélite Spacebus 3000 [15] se muestra en la Fig. 32. En este caso la tensión de la batería está por encima de la tensión del bus.

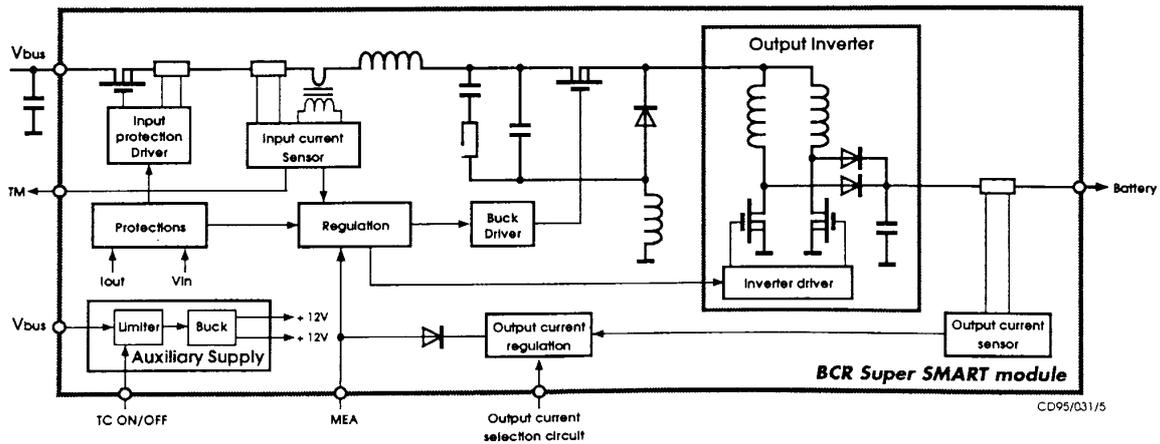


Fig. 32 BCR propuesto por ingenieros de Alcatel ETCA [14] y usado en el satélite Spacebus 3000 [15].

Se trata de un regulador SMART donde el convertidor ‘buck’ se ha sustituido por un convertidor reductor de dos inductores [12]. Nótese en la Fig. 32 el amortiguamiento introducido en el condensador intermedio, que tendrá explicación en el capítulo 3.

La utilización de un convertidor SMART en este caso, frente a un ‘boost’, se justifica por la necesidad de limitar la corriente de salida en caso de que la tensión de batería caiga por debajo del bus debido a una descarga profunda.

Batería por debajo del bus.

Un ejemplo de convertidor utilizado en un regulador cargador de batería de un bus regulado donde la tensión de batería es inferior a la tensión del bus se muestra en la Fig. 33. Se trata del convertidor del BCR propuesto para el Columbus MTF (Man-Tended Free-Flyer) [64]. Esta topología también ha sido utilizada como parte de un regulador SMART [47].

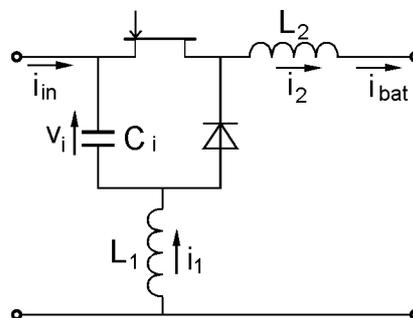


Fig. 33 Topología de BCR propuesta para el sistema de potencia del Columbus MTF [64].

Este convertidor es reductor y lleva dos inductores. Es diferente del convertidor reductor de dos inductores del ejemplo anterior, sin embargo, tiene como él la corriente de entrada continua y fácil de controlar.

Otro convertidor usado como cargador de batería [1] es el SEPIC (Single Ended Primary Inductance Converter) [39]. Un esquema de este convertidor se muestra en la Fig. 34.

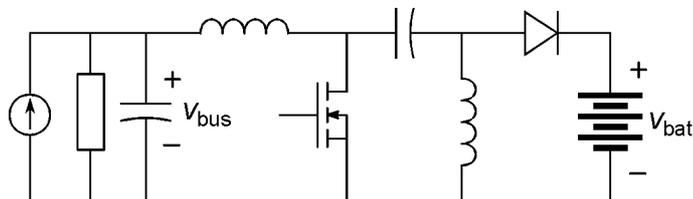


Fig. 34 Convertidor SEPIC usado como regulador cargador de batería.

Esta topología se puede usar tanto en casos de tensión de batería por encima del bus como por debajo. La desventaja de este convertidor es su menor rendimiento, debido al mayor estrés que deben soportar sus interruptores, comparado con otros convertidores que son sólo elevadores o sólo reductores (esta es una de las conclusiones del capítulo 2).

1.2.3 Cargadores/descargadores de batería.

Es posible combinar las funciones de cargador y descargador de batería en el mismo regulador. La ventaja más inmediata de esto es la reducción del número de elementos magnéticos y de la electrónica de control.

Un ejemplo de este concepto es la topología SMART reversible de la Fig. 35 propuesta en [10].

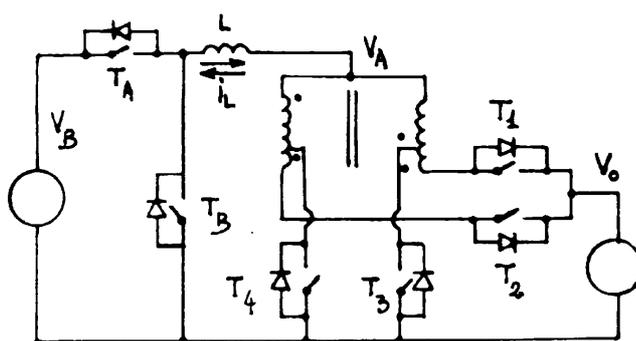


Fig. 35 Convertidor SMART con interruptores reversibles.

Otro ejemplo es el convertidor de la Fig. 36, diseñado en VPEC (Virginia Power Electronics Center) para el satélite EOS de la NASA [54]. Es un caso en el que la tensión del bus está por encima de la tensión de batería.

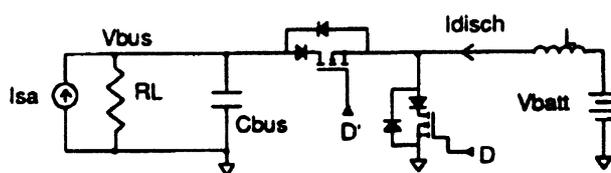


Fig. 36 Convertidor reversible propuesto para un cargador / descargador de batería. [54].

El regulador está formado por cuatro módulos en paralelo con un filtro común a los cuatro en el puerto del bus (no mostrado en la Fig. 36). Se trata de una combinación de ‘buck’ y de ‘boost’ (dependiendo del modo de operación BCR o BDR respectivamente) donde el inductor L se ha diseñado suficientemente pequeño para que el cero del semiplano derecho esté a una frecuencia próxima a la de conmutación.

Por último presentamos el convertidor de la Fig. 37 propuesto para un cargador / descargador de batería en 1998 [69].

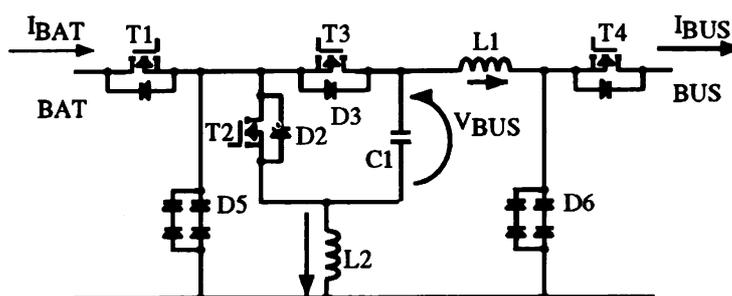


Fig. 37 Convertidor reversible propuesto para un cargador / descargador de batería [69].

Este convertidor está basado en una combinación de ‘buck’ de dos inductores (BCR) y ‘boost’ de dos inductores (BDR). Los interruptores T1, T4, D5 y D6 son sólo dispositivos de protección y limitación de corriente, siendo T2 y T3 los interruptores activos.

Aunque no está explícito en el dibujo, el condensador C1 está amortiguado como si se tratara del condensador de un filtro de entrada.

CAPÍTULO 2

SÍNTESIS, ANÁLISIS ESTÁTICO Y CLASIFICACIÓN DE CONVERTIDORES CON DOS INTERRUPTORES.

2.1 Introducción.

En este capítulo se explica como generar una serie de convertidores conmutados continua – continua candidatos a ser utilizados en reguladores cargadores o descargadores de batería. Estos convertidores se analizan en régimen estacionario y se clasifican según criterios que se verán a lo largo del capítulo.

Consideramos solamente convertidores conmutados con la estructura de la Fig. 38, una célula conmutadora situada entre dos fuentes de tensión continua con referencia común.

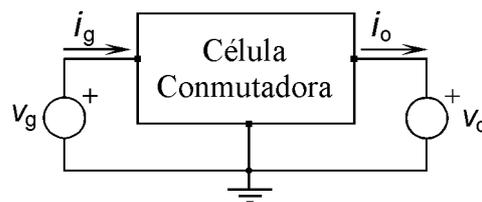


Fig. 38 Estructura de los convertidores conmutados considerados.

Las fuentes de tensión de la Fig. 38 pueden representar la batería o el bus del satélite indistintamente según el convertidor actúe como cargador o descargador de batería. Suponemos que hay transferencia de potencia entre la entrada y la salida y por estas fuentes circula una corriente de valor medio no nulo.

Los convertidores que tienen esta estructura son convertidores continua – continua, tensión – tensión y sin aislamiento. En este conjunto están incluidos todos los ejemplos del apartado 1.2.

Realizar la función asignada con mínimo número de componentes, en general, reduce el peso el volumen y el coste del convertidor y aumenta su fiabilidad. Por eso partimos de los convertidores más simples que pueden servir para las aplicaciones consideradas. El conjunto inicial es el de los convertidores con dos interruptores que cumplen una serie de reglas de síntesis. El conjunto resultante es finito, incluye a muchos de los ejemplos del apartado 1.2. y lo denominaremos el de los convertidores básicos.

En la práctica, es necesario utilizar interruptores adicionales para proteger el sistema en caso de fallo o sobrecarga. No nos ocupamos en esta tesis directamente de este problema, que es muy importante, puede afectar al método de regulación y se debe estudiar posteriormente en cada circuito.

Una vez obtenido el conjunto de convertidores básicos se analiza en régimen estacionario para obtener una primera clasificación. El objetivo de la clasificación es poder seleccionar los convertidores más adecuados para cada aplicación. Las dos aplicaciones consideradas, de regulador cargador y descargador de batería, se pueden dividir en tres tipos según esté la tensión de batería por encima, por debajo o alrededor de la tensión de bus. Otro criterio que permite discriminar convertidores proviene del estrés en los interruptores.

El estrés de tensión o de corriente en un interruptor se define como la máxima tensión o corriente que debe soportar el interruptor en régimen estacionario. Interesa seleccionar los convertidores que proporcionen más potencia con el mismo estrés en los interruptores. Dicho de otra forma, interesan los convertidores que para el mismo nivel de potencia, los interruptores tengan estrés menor. Así se puede aumentar la potencia que maneja cada convertidor y reducir el número de módulos necesarios en paralelo. El estrés en los interruptores es mayor en modo discontinuo que en modo continuo, para el mismo nivel de potencia. Por eso solamente se consideran convertidores en modo continuo.

Por otro lado, el estrés está relacionado con las pérdidas en los interruptores. En general, en convertidores en modo continuo con el mismo nivel de potencia, los interruptores con menos estrés disipan menos energía y por lo tanto producen convertidores con rendimiento mayor.

2.2 Síntesis de convertidores básicos.

Nos ocupamos en este apartado de la síntesis de un conjunto de circuitos convertidores conmutados con dos interruptores, con la estructura de la Fig. 38, que incluye a una buena parte de los usados en cargadores y descargadores de batería. Se muestra como generar estos convertidores a partir de sus elementos y unas reglas de síntesis.

2.2.1 Elementos de la célula conmutadora.

La célula conmutadora contiene solamente elementos que idealmente no disipan energía. Los elementos de este tipo que consideramos son los mostrados en la Fig. 39: interruptor, condensador e inductor.

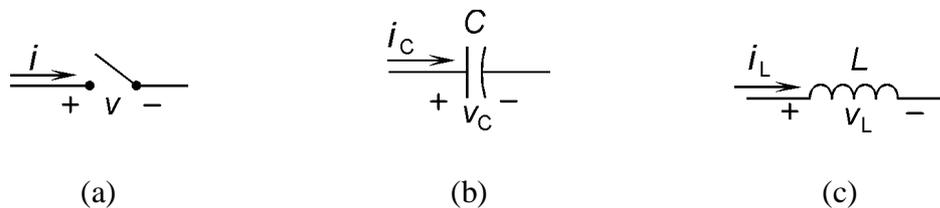


Fig. 39 Elementos de la célula conmutadora: (a) interruptor, (b) condensador y (c) inductor.

Para entender las reglas de síntesis es necesario conocer el comportamiento de cada uno de estos elementos.

Elemento interruptor.

El interruptor ideal de la Fig. 39(a) tiene dos estados que son el estado *ON* o de conducción (interruptor cerrado) y el estado *OFF* o de corte (interruptor abierto). Las ecuaciones que caracterizan a cada estado son las siguientes:

$$\text{Estado } ON: \quad v = 0 \quad (4)$$

$$\text{Estado } OFF: \quad i = 0 \quad (5)$$

Los cambios de estado se producen de forma instantánea sin pasar por ningún estado intermedio.

Tal y como se acaba de definir el interruptor ideal, la corriente en conducción puede circular en ambos sentidos y la tensión en corte puede tener las dos polaridades. La realización física del interruptor es más simple si se admite que la corriente en conducción y la tensión en corte solamente pueden tener un signo. Consideramos la realización de interruptores con elementos semiconductores de dos tipos, transistor y diodo, representados en la Fig. 40. La relación corriente – tensión ideal de cada uno se muestra en la Fig. 41.

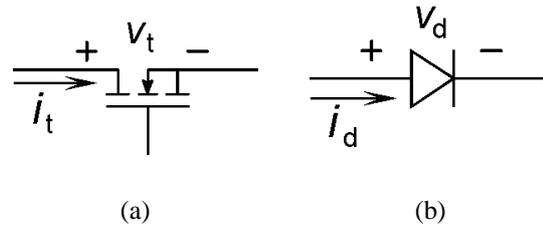


Fig. 40 (a) Transistor y (b) diodo.

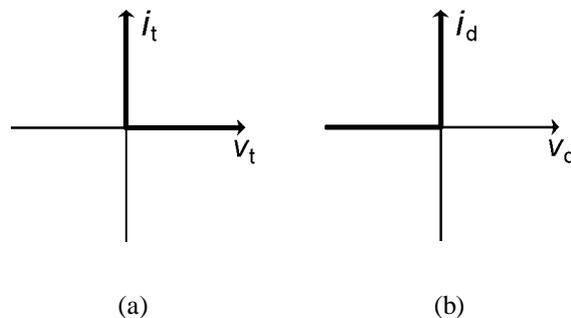


Fig. 41 Relación i-v: (a) del transistor y (b) del diodo.

Las ecuaciones que modelan estos elementos ideales son las siguientes:

Transistor:

$$\text{Estado } ON: \quad v_t = 0, \quad i_t > 0 \quad (6)$$

$$\text{Estado } OFF: \quad i_t = 0, \quad v_t > 0 \quad (7)$$

Diodo:

$$\text{Estado } ON: \quad v_d = 0, \quad i_d > 0 \quad (8)$$

$$\text{Estado } OFF: \quad i_d = 0, \quad v_d < 0 \quad (9)$$

El transistor es un interruptor externamente controlado, su estado depende de una señal externa a la célula conmutadora y se le llama interruptor activo. El diodo, en cambio, es un interruptor internamente controlado, su estado depende de variables de la célula conmutadora, y se le llama interruptor pasivo.

En la mayoría de convertidores utilizados en cargadores o descargadores de baterías los interruptores se pueden realizar con un transistor o un diodo. Solamente en los reguladores cargadores/descargadores reversibles, como los del apartado 1.2.3, es necesario utilizar una combinación de transistor y diodo para permitir que la corriente tenga ambos signos.

Para que sea posible la realización física del interruptor, tanto la corriente en conducción como la tensión en corte deben estar acotadas. Esto implica, por ejemplo, que en ningún momento un interruptor debe provocar un cortocircuito en una fuente de tensión.

Durante el funcionamiento normal, en régimen conmutado, los interruptores no se estabilizan en ninguno de sus dos estados, sino que van saltando de uno al otro sin parar. Estos cambios de estado de los interruptores se pueden ver como cambios en la topología o la estructura del circuito y se puede decir que el convertidor conmutado, junto con la lógica de conmutación, es un sistema de estructura variable. En el capítulo 4 se estudiarán los convertidores desde el punto de vista de la teoría de sistemas de estructura variable.

Elementos condensador e inductor.

Las ecuaciones que caracterizan al condensador y al inductor de la Fig. 39 son las siguientes:

$$C \frac{dv_C}{dt} = i_C \quad (10)$$

$$L \frac{di_L}{dt} = v_L \quad (11)$$

Teniendo en cuenta estas ecuaciones, las tensiones en los condensadores y las corrientes en los inductores son candidatas a variables de estado del sistema. Puede pasar que la topología del circuito añada ecuaciones algebraicas que ligen estas variables, por ejemplo si hay dos condensadores en paralelo o dos inductores en serie, de forma que no todas las tensiones en los condensadores y corrientes en los inductores pueden ser variables de estado. Esto indica que hay elementos redundantes que se pueden eliminar sin afectar al funcionamiento del circuito.

Para que sea posible la realización física de los condensadores e inductores, la energía que pueden almacenar debe estar acotada. Esto implica por ejemplo que un inductor no puede estar permanentemente en paralelo con una fuente de tensión.

Por otro lado, nos olvidamos de momento del acoplamiento magnético entre inductores.

2.2.2 Reglas de síntesis.

En este apartado se describen unas de reglas de síntesis que permiten generar un amplio conjunto de convertidores con la estructura genérica de la Fig. 38. Las expresaremos utilizando términos de la teoría de circuitos, como lazo (“loop”) y corte (“cut set”) [16].

Suponemos en primer lugar que la célula conmutadora contiene dos interruptores que siempre tienen estados opuestos.

Suponemos además que las corrientes de conducción y las tensiones de corte de los interruptores no cambian de signo. Esto permitirá implementar los interruptores con un transistor o un diodo.

La célula conmutadora puede contener además un número indeterminado de inductores y condensadores.

Nombramos los elementos del convertidor de la siguiente manera:

- C al conjunto de los condensadores.
- L al conjunto de los inductores.
- S al conjunto de los dos interruptores.
- V al conjunto de los dos generadores de tensión.

Las reglas que deben cumplir los circuitos convertidores que consideramos básicos están listadas en dos columnas en la Tabla 1. A continuación se da una explicación de cada regla.

TABLA 1. REGLAS DE SÍNTESIS.

1. No puede haber lazos formados sólo por:	2. No puede haber cortes formados sólo por:
a Elementos de V .	a Elementos de V .
b Un interruptor y elementos de $\{C \cup V\}$.	b Un interruptor y elementos de L .
c Elementos de V y elementos de L .	c Elementos de V y elementos de C .
d Un interruptor y elementos de L .	d Un interruptor y elementos de C .
e Elementos de S .	e Elementos de S .
f Elementos de $\{C \cup V\}$.	f Elementos de L .
g Elementos de L .	g Elementos de C .
h Elementos de C y elementos de L .	h Elementos de C y elementos de L .

a) Las reglas *a* sirven para evitar que las corrientes o las tensiones de entrada y de salida del convertidor estén ligadas.

b) Las reglas *b* sirven para acotar los niveles de corriente de conducción y de tensión de corte en los interruptores. Si no se respetan podría ocurrir, por ejemplo, que un interruptor estuviese en paralelo con un condensador y que al cerrarse tuviese que conducir una corriente infinita para forzar que la tensión del condensador sea cero de forma instantánea. Por otro lado, un interruptor ideal en paralelo con una fuente de tensión ideal es un circuito incompatible.

Las reglas *c* y *d* sirven para acotar los niveles de tensión en los condensadores y de corriente en los inductores.

c) Las fuentes tienen tensión y corriente continua no nula. Por lo tanto, si una fuente queda en paralelo con un inductor o en serie con un condensador, la energía almacenada crece indefinidamente.

d) Los valores medios de la tensión y de la corriente en los interruptores son distintos de cero, igual que en las fuentes de tensión. Por eso también se debe evitar situar interruptores en paralelo con un inductor o en serie con un condensador.

e) Las reglas *e* evitan que se sitúen los dos interruptores en serie o en paralelo que son equivalentes a un circuito abierto o a un cortocircuito respectivamente.

Las reglas *a*, *b*, *c*, *d* y *e* son de obligado cumplimiento para todos los convertidores. Sin embargo, existe un número infinito de circuitos que respetan estas reglas. Las reglas siguientes sirven para acotar el número de convertidores. Los convertidores que no respetan alguna de las reglas *f*, *g* o *h* pueden tener un funcionamiento correcto pero no se consideran convertidores básicos.

Las reglas *f* y *g* sirven para evitar elementos redundantes. Que no se cumplan no modifica para nada el funcionamiento del convertidor, sólo incrementa el número de elementos.

f) Es posible situar varios condensadores en paralelo por motivos tecnológicos, pero el convertidor resultante es el mismo. En el caso de un condensador en paralelo con una fuente de tensión ideal, el condensador es superfluo.

g) Inductores en paralelo o condensadores en serie se pueden combinar sin afectar al resto del circuito.

h) Las reglas *h* dejan de cumplirse, por ejemplo, si se conectan dos filtros L-C en cascada en la entrada del convertidor. Algunos autores de clasificaciones de convertidores [60] [34], siguiendo un procedimiento de síntesis diferente, incluyen entre los convertidores básicos algunos que no respetan la regla 2-*h*, por ejemplo el de la Fig. 42.

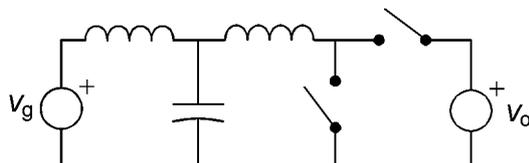


Fig. 42 Circuito convertidor que no respeta la regla 2-*h*.

En otra clasificación de convertidores [40] no se incluye el convertidor de la Fig. 42 y se recomienda reducir los rizados de las corrientes que ya son continuas incrementando los valores de los inductores y no introduciendo filtros adicionales que incrementan el orden del sistema.

El criterio que se sigue en esta tesis es considerar como básicos solamente los convertidores con dos interruptores que respetan todas las reglas de la Tabla 1, incluidas las reglas *h*.

2.2.3 Convertidores básicos.

En este apartado se generan todos los convertidores básicos definidos en el apartado anterior. Todos los convertidores obtenidos aparecen en recopilaciones publicadas [34] [40] [60]. La generación de los convertidores se hace en orden creciente del número de nodos del circuito.

Convertidores de primer orden.

Es fácil comprobar que se necesita, por lo menos, un nodo interno a la célula conmutadora, es decir, un mínimo de cuatro nodos en el circuito convertidor, para que se puedan cumplir todas las reglas de síntesis. Además, la única topología con cuatro nodos que admite alguna combinación de elementos que respeta todas las reglas es la mostrada en la Fig. 43.

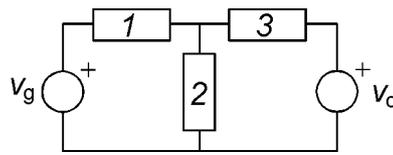


Fig. 43 Topología de los convertidores de primer orden.

Esta topología contiene tres elementos, los dos interruptores y un elemento que almacena energía. Por eso llamamos convertidores de primer orden a los que tienen esta topología.

Las tres combinaciones de elementos que respetan todas las reglas están listadas en la Tabla 2. La primera columna contiene los nombres de los convertidores y las siguientes los elementos correspondientes a las posiciones numeradas en la Fig. 43, donde L representa un inductor y S un interruptor.

TABLA 2. ELEMENTOS DE LOS CONVERTIDORES DE PRIMER ORDEN.

	1	2	3
'boost'	L	S	S
'buck-boost'	S	L	S
'buck'	S	S	L

Los convertidores de primer orden listados en la Tabla 2 están dibujados en la Fig. 44.

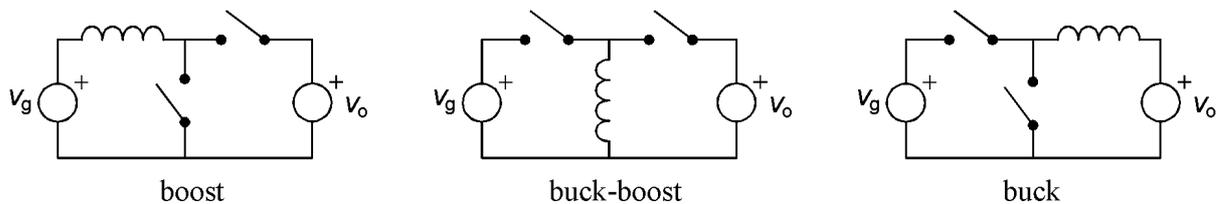


Fig. 44 Convertidores de primer orden.

Convertidores de tercer orden.

Aunque de forma más laboriosa, también se puede comprobar que las únicas topologías con cinco nodos que admiten alguna combinación de elementos que respeta todas las reglas de síntesis, son las mostradas en la Fig. 45 y denominadas con las letras A, B y C.

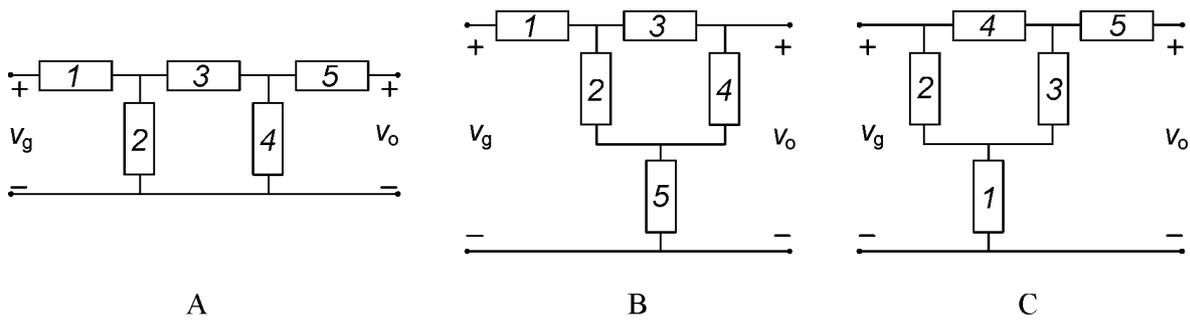


Fig. 45 Topologías de los convertidores de tercer orden.

Las combinaciones de elementos que respetan todas las reglas están listadas en la Tabla 3, donde cada fila representa tres convertidores, uno por cada topología de la Fig. 45.

TABLA 3. ELEMENTOS DE LOS CONVERTIDORES DE TERCER ORDEN.

	1	2	3	4	5
1	L	C	S	S	L
2	L	C	S	L	S
3	L	S	C	L	S
4	L	S	C	S	L
5	L	S	S	C	L
6	S	L	S	C	L
7	S	L	C	S	L

Los convertidores de tercer orden se pueden nombrar con la letra de su topología seguida del número de la fila correspondiente de la Tabla 3. En la Fig. 46 están dibujados todos los convertidores de tercer orden etiquetados de esta manera.

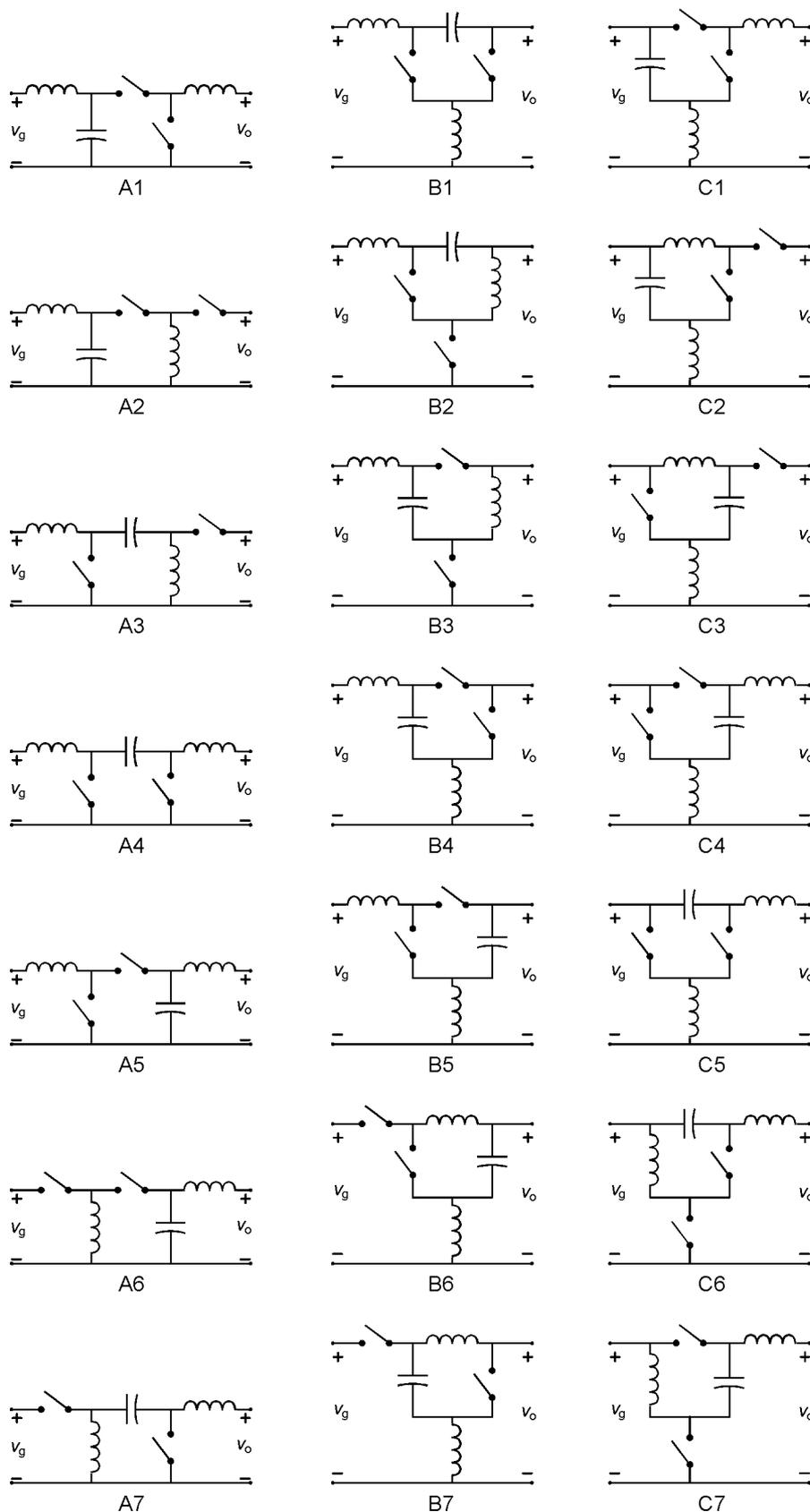


Fig. 46 Convertidores de tercer orden.

Algunos de los convertidores de la Fig. 46 tienen nombre propio. Por ejemplo, los nombres de los convertidores con topología A están listados en la Tabla 4.

TABLA 4. NOMBRES DE LOS CONVERTIDORES DE TERCER ORDEN CON TOPOLOGÍA A.

A1	'buck' con filtro de entrada
A2	'buck-boost' con filtro de entrada
A3	SEPIC
A4	Cuk
A5	'boost' con filtro de salida
A6	'buck-boost' con filtro de salida
A7	SEPIC dual

Convertidores de orden superior.

Se puede comprobar que no existen convertidores con seis o más nodos que cumplan todas las reglas.

Supongamos un convertidor con seis nodos. Llamemos $n1$, $n2$ y $n3$ a los nodos a los que están conectadas las fuentes y $n4$, $n5$ y $n6$ a los nodos internos de la célula conmutadora, según muestra la Fig. 47.

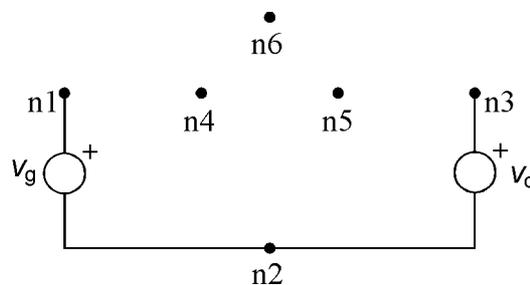


Fig. 47 Numeración de nodos de un hipotético convertidor con seis nodos.

Vamos a comprobar que para este convertidor es imposible cumplir la regla 2-h de la Tabla 1. Esta regla es equivalente a que decir que debe haber algún interruptor en todos los cortes que no incluyen a las fuentes de tensión.

Supongamos que situamos un interruptor entre los nodos $n1$ y $n4$ según muestra la Fig. 48. Entonces es imposible situar el otro interruptor de forma que esté incluido simultáneamente en los tres cortes que rodean al nodo $n5$, al nodo $n6$ y a los nodos $n5$ y $n6$ respectivamente.

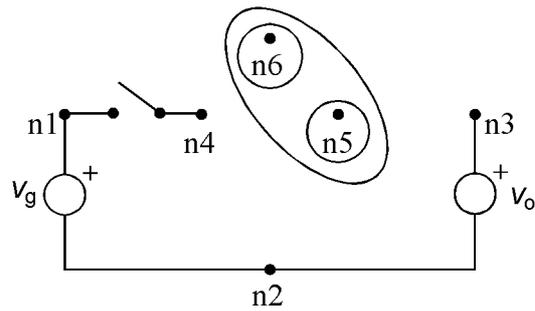


Fig. 48 Hipotético convertidor con seis nodos con un interruptor entre los nodos n1 y n4.

Por otro lado, si el primer interruptor está situado entre los nodos n4 y n5, también existen tres cortes en los cuales el segundo interruptor no puede estar incluido simultáneamente, como muestra la Fig. 49.

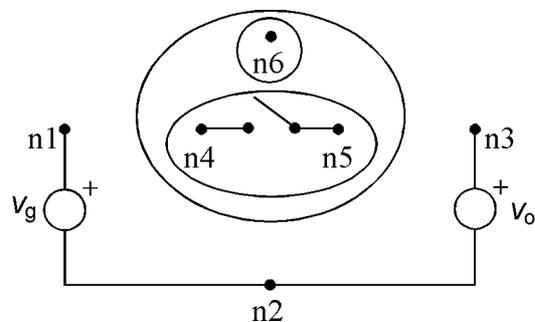


Fig. 49 Hipotético convertidor con seis nodos con un interruptor entre los nodos n4 y n5.

Es fácil comprobar que el resto de posibles posiciones del primer interruptor es equivalente a alguno de los dos casos anteriores. Por lo tanto es imposible situar los interruptores de forma que se cumpla la regla 2- h y como consecuencia no existe ninguna topología con seis nodos (o más) que admita alguna combinación de elementos que cumpla todas las reglas de síntesis.

2.3 Análisis estático en modo continuo de los convertidores básicos.

En este apartado se explica como se han analizado los convertidores básicos en régimen estacionario.

A partir del análisis estático se han obtenido las tensiones de salida permitidas para el funcionamiento correcto del convertidor y las corrientes y tensiones en los interruptores. Esto permite en el siguiente apartado realizar una primera clasificación de los convertidores básicos en función de la relación entre la entrada y la salida y del estrés en los interruptores.

2.3.1 Condiciones del análisis.

Se supone que los convertidores son utilizados como cargadores o descargadores de batería y no para ambas funciones. Es decir, que la transferencia de energía va en un sentido solamente, desde la entrada hasta la salida y no al revés. Esto permite sustituir cada interruptor ideal por un transistor o un diodo.

Por otro lado, el análisis de régimen estacionario de los convertidores se realiza bajo las siguientes hipótesis:

- Las tensiones de entrada y de salida, v_g y v_o respectivamente, son constantes.
- La tensión de entrada v_g es positiva.

$$v_g > 0 \quad (12)$$

- Hay transferencia de energía desde la entrada hasta la salida y la potencia de entrada es conocida. Por lo tanto el valor medio en régimen estacionario de la corriente de entrada i_g es positivo y es conocido. A este valor medio lo llamamos i_g^* .

$$\langle i_g \rangle = i_g^* > 0 \quad (13)$$

Los corchetes angulares $\langle \cdot \rangle$ indican valor medio en régimen estacionario de lo que hay encerrado entre ellos.

- Los rizados de las variables de estado son pequeños y las variables de estado en régimen estacionario son aproximadamente iguales a su valor medio. Esta hipótesis asegura el funcionamiento en modo continuo de los convertidores.

2.3.2 Análisis estático del convertidor 'buck'.

El análisis detallado en régimen estacionario del convertidor 'buck' de la Fig. 50 sirve como ejemplo del análisis realizado en todos los convertidores básicos obtenidos en el apartado 2.2.

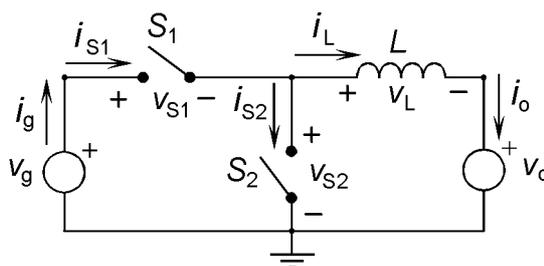


Fig. 50 Corrientes y tensiones en el convertidor 'buck'.

Ecuaciones del circuito.

De las diez variables que aparecen en el circuito de la Fig. 50, dos son tensiones conocidas (v_g y v_o), una es una variable de estado (i_L) y otras dos son cero (tensión de conducción y corriente de corte). Las cinco variables que quedan podemos obtenerlas a partir de las anteriores, por ejemplo, aplicando las leyes de Kirchhoff a las dos mallas y a tres nodos.

Suponemos en primer lugar que los dos interruptores son ideales y que están controlados por una señal externa u que puede valer 0 o 1. Los estados de los interruptores se obtienen a partir de u con el siguiente criterio:

$$u = 1 \Rightarrow \begin{cases} S_1 \rightarrow ON \\ S_2 \rightarrow OFF \end{cases} \quad (14)$$

$$u = 0 \Rightarrow \begin{cases} S_1 \rightarrow OFF \\ S_2 \rightarrow ON \end{cases} \quad (15)$$

Las variables del circuito cuando $u=1$ se obtienen a partir de las siguientes ecuaciones:

$$v_{S1} = 0 \quad (16)$$

$$i_{S1} = i_L \quad (17)$$

$$v_{S2} = v_g \quad (18)$$

$$i_{S2} = 0 \quad (19)$$

$$v_L = v_g - v_o \quad (20)$$

$$i_g = i_L \quad (21)$$

$$i_o = i_L \quad (22)$$

Cuando $u=0$, las variables del circuito se calculan como sigue:

$$v_{S1} = v_g \quad (23)$$

$$i_{S1} = 0 \quad (24)$$

$$v_{S2} = 0 \quad (25)$$

$$i_{S2} = -i_L \quad (26)$$

$$v_L = -v_o \quad (27)$$

$$i_g = 0 \quad (28)$$

$$i_o = i_L \quad (29)$$

Los dos conjuntos de ecuaciones (16)-(22) y (23)-(29) se pueden combinar para obtener las variables del circuito en función de u como se muestra a continuación.

$$v_{S1} = v_g (1 - u) \quad (30)$$

$$i_{S1} = i_L u \quad (31)$$

$$v_{S2} = v_g u \quad (32)$$

$$i_{S2} = -i_L (1 - u) \quad (33)$$

$$v_L = v_g u - v_o \quad (34)$$

$$i_g = i_L u \quad (35)$$

$$i_o = i_L \quad (36)$$

Relación entrada – salida.

Para que la corriente en el inductor esté acotada, se debe cumplir que el valor medio de v_L en régimen estacionario sea cero.

$$\langle v_L \rangle = 0 \quad (37)$$

Sustituyendo (37) en (34) y utilizando que v_g y v_o son constantes se obtiene la siguiente ecuación.

$$\langle v_L \rangle = v_g \langle u \rangle - v_o = 0 \quad (38)$$

Llamamos D al valor medio de u en régimen estacionario.

$$D = \langle u \rangle \quad (39)$$

Si $u(t)$ es una señal periódica como la de la Fig. 51, entonces D corresponde con el cociente entre la fracción del periodo en que u es igual a uno y el periodo.

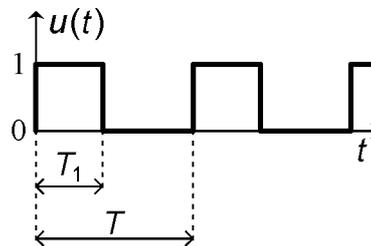


Fig. 51 Posible forma de onda en régimen estacionario de la señal $u(t)$.

$$D = \frac{T_1}{T} \quad (40)$$

Tal y como se acaba de definir, es evidente que D está acotado entre cero y uno.

$$0 < D < 1 \quad (41)$$

A partir de (38) y (39) se obtiene la relación entre la tensión de entrada y la tensión de salida, $M(D)$.

$$M(D) = \frac{v_o}{v_g} = D \quad (42)$$

Utilizando (41) se obtienen los valores permitidos para la tensión de salida.

$$0 < v_o < v_g \quad (43)$$

Esto significa que la tensión de salida debe ser positiva pero menor que la tensión de entrada para un funcionamiento correcto del convertidor.

Valor medio en régimen estacionario de la variable de estado.

El valor medio de las corrientes en los inductores en régimen estacionario se obtiene a partir del valor medio conocido de la corriente de entrada (13).

En este caso el valor medio de i_L en régimen estacionario, al que llamamos i_L^* , lo obtenemos a partir de la ecuación que relaciona i_L con i_g (35).

$$\langle i_g \rangle = \langle i_L u \rangle \cong \langle i_L \rangle \langle u \rangle \quad (44)$$

En este último paso, en general, se tiene que utilizar la hipótesis de rizado pequeño, pero si el rizado tiene forma de onda triangular, la aproximación es exacta. Por lo tanto, i_L^* se calcula de la forma siguiente.

$$i_L^* = \frac{i_g^*}{D} = \frac{i_g^* v_g}{v_o} \quad (45)$$

Por último, el signo de i_L^* es positivo.

$$i_L^* > 0 \quad (46)$$

Rizado de la variable de estado.

La ecuación diferencial que rige la variable de estado i_L es la siguiente.

$$L \frac{di_L}{dt} = v_g u - v_o \quad (47)$$

Si la señal $u(t)$ tiene la forma de onda en régimen estacionario de la Fig. 51, entonces $i_L(t)$ tiene la forma de onda triangular de la Fig. 52.

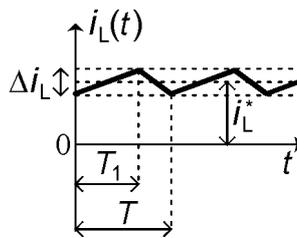


Fig. 52 Forma de onda de $i_L(t)$ en régimen estacionario.

El rizado de la corriente en el inductor Δi_L , se puede calcular como sigue.

$$\Delta i_L = \left. \frac{di_L}{dt} \right|_{u=1} T_1 = \frac{v_g - v_o}{L} D T \quad (48)$$

Por lo tanto, el rizado se puede hacer todo lo pequeño que se quiera aumentando L o disminuyendo T .

Ubicación del transistor y del diodo.

Para sustituir los interruptores ideales por un transistor o un diodo, debemos conocer los signos de las corrientes de conducción y de las tensiones de corte. Estos signos los obtenemos suponiendo que las variables de estado en régimen estacionario siempre tienen el mismo signo que su valor medio, debido a la hipótesis de rizado pequeño.

Para el interruptor S_1 :

$$\text{Tensión de corte: } v_{off} = v_{S1}|_{u=0} = v_g > 0 \quad (49)$$

$$\text{Corriente de conducción: } i_{on} = i_{S1}|_{u=1} = i_L > 0 \quad (50)$$

Para el interruptor S_2 :

$$\text{Tensión de corte: } v_{off} = v_{S2}|_{u=1} = v_g > 0 \quad (51)$$

$$\text{Corriente de conducción: } i_{on} = i_{S2}|_{u=0} = -i_L < 0 \quad (52)$$

Teniendo en cuenta estos signos, S_1 se puede sustituir por un transistor, S_2 por un diodo y el convertidor ‘buck’ queda como muestra la Fig. 53.

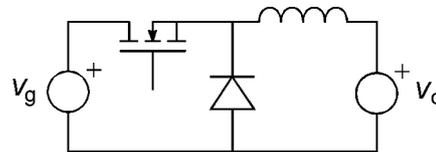


Fig. 53 Convertidor ‘buck’ con transistor y diodo como interruptores.

Estrés en los interruptores.

El estrés de tensión o de corriente en un interruptor se define como la máxima tensión o corriente que debe soportar el interruptor en régimen estacionario. Utilizando la hipótesis de rizado pequeño, la tensión de corte y la corriente de conducción son prácticamente constantes y coinciden con el estrés del interruptor.

En el convertidor ‘buck’, y en todos los convertidores básicos, el transistor y el diodo soportan el mismo estrés. Por eso, en estos casos, se puede hablar de estrés de tensión o de estrés de corriente en el convertidor, sin referirnos a un interruptor concreto.

Para poder comparar el estrés de diferentes convertidores, las tensiones de corte se normalizan respecto a la tensión de entrada y las corrientes de conducción se normalizan respecto al valor medio de la corriente de salida. Con esta normalización, en todos los convertidores básicos, el estrés de tensión y el estrés de corriente coinciden numéricamente. También se puede comprobar que el estrés de los interruptores es el mismo en todos los convertidores básicos que comparten la misma relación entrada – salida $M(D)$ [34].

El estrés en el convertidor ‘buck’ es el siguiente.

$$\frac{v_{off}}{v_g} = \frac{i_{on}}{\langle i_o \rangle} = 1 \quad (53)$$

2.4 Clasificación de los convertidores básicos a partir del análisis estático.

Se han analizado todos los convertidores básicos definidos en el apartado 2.2 en régimen estacionario. Se han utilizado las mismas hipótesis que en el análisis del convertidor ‘buck’.

En cada convertidor se ha sustituido cada interruptor ideal por un transistor o un diodo. Hay casos en los que es necesario utilizar interruptores que admitan las dos polaridades de tensión y de corriente para cubrir todo el rango de funcionamiento del convertidor. En estos casos se ha optado por dividir en dos partes el rango de funcionamiento y en cada parte obtener un convertidor diferente con un transistor y un diodo.

El criterio que se ha seguido para escoger la señal de control u es el siguiente:

$$\begin{aligned} u = 1 &\Rightarrow \begin{cases} \text{transistor } ON \\ \text{diodo } OFF \end{cases} \\ u = 0 &\Rightarrow \begin{cases} \text{transistor } OFF \\ \text{diodo } ON \end{cases} \end{aligned} \quad (54)$$

Se define D como el valor medio de u en régimen estacionario, por lo tanto está entre cero y uno. La relación entrada – salida de cada convertidor se expresa en función de D .

Se han clasificado los convertidores en cuatro grupos, de acuerdo con el rango de valores permitido de la tensión de salida. Estos grupos son los que reducen la tensión de entrada, los que la elevan, los que la pueden elevar o reducir y los que invierten la polaridad. En cada grupo se ha seleccionado el conjunto de convertidores con menor estrés en los interruptores.

2.4.1 Convertidores básicos reductores.

Llamaremos convertidores reductores a los que, como el convertidor ‘buck’, tienen una tensión de salida positiva pero menor que la de entrada.

$$0 < v_o < v_g \quad (55)$$

Estos convertidores se pueden utilizar en reguladores descargadores de batería, cuando la tensión de batería está por encima de la tensión de bus, y en reguladores cargadores de batería, cuando la tensión de batería está por debajo de la tensión de bus.

Hay dos conjuntos de convertidores básicos con relación entrada – salida que cumple la relación (55). Se presenta en primer lugar el conjunto de convertidores que comparte la relación entrada – salida del convertidor ‘buck’.

$$\frac{v_o}{v_g} = M(D) = D \quad (56)$$

Estos convertidores básicos, con los transistores y diodos en su lugar correspondiente, están dibujados en la Fig. 54.

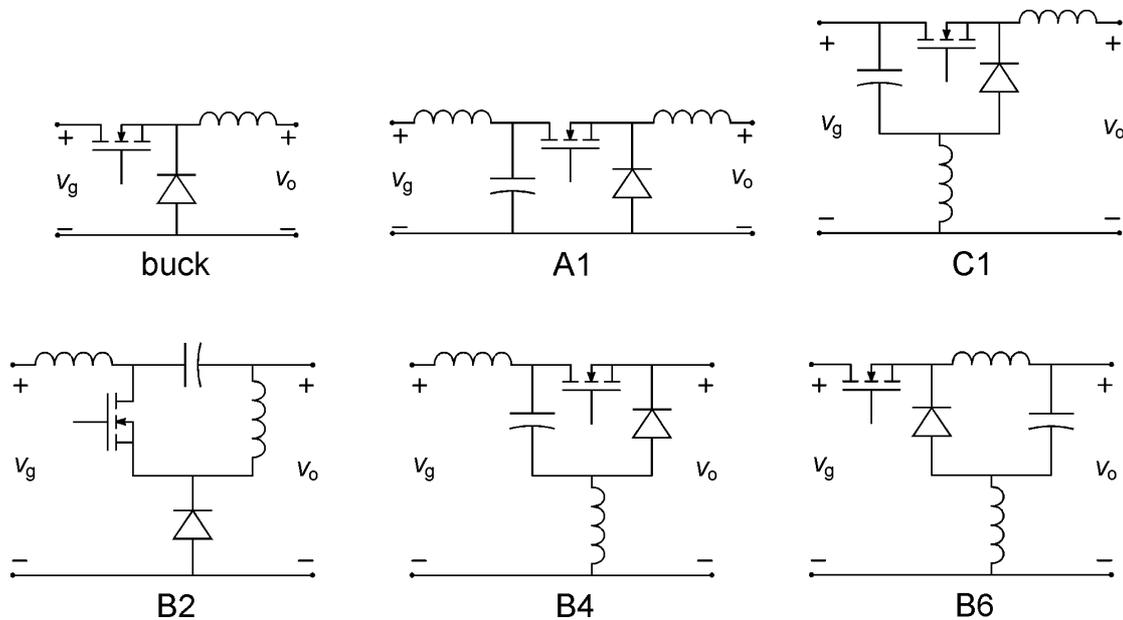


Fig. 54 Convertidores básicos con relación entrada – salida $M = D$.

El segundo conjunto de convertidores reductores tiene la siguiente relación entrada – salida.

$$\frac{v_o}{v_g} = M(D) = \frac{2D-1}{D} \quad \text{para } D > 0.5 \quad (57)$$

Estos convertidores están dibujados en la Fig. 55.

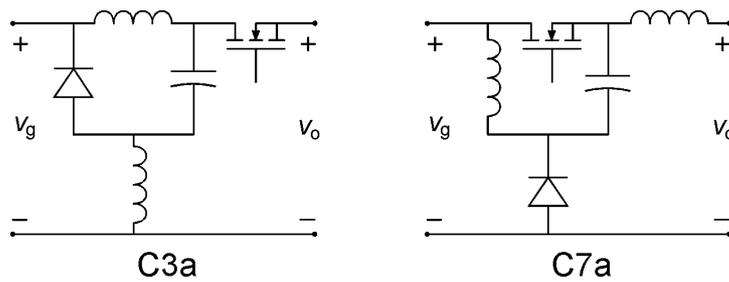


Fig. 55 Convertidores básicos con relación entrada – salida $M = \frac{2D-1}{D}$ ($D > 0.5$).

Para el funcionamiento correcto de estos convertidores D debe ser mayor que 0.5. En caso contrario, las corrientes y tensiones en los interruptores invierten su signo y hay que intercambiar el transistor y el diodo, obteniendo otros convertidores con relación entrada – salida diferente.

Las fórmulas para el cálculo del estrés que soportan los interruptores de los convertidores reductores, con la hipótesis de rizado pequeño, están en la Tabla 5.

TABLA 5 ESTRÉS EN LOS INTERRUPTORES DE LOS CONVERTIDORES BÁSICOS REDUCTORES.

$M(D)$	$\frac{v_{off}}{v_g} = \frac{i_{on}}{\langle i_o \rangle}$
D	1
$\frac{2D-1}{D}$ ($D > 0.5$)	$2 - \frac{v_o}{v_g}$

Teniendo en cuenta las restricciones de la tensión de salida (55) el estrés es peor en los convertidores de la Fig. 55 que en los de la Fig. 54.

$$0 < v_o < v_g \Rightarrow 2 - \frac{v_o}{v_g} > 1 \quad (58)$$

Por lo tanto, los convertidores de la Fig. 55 se excluyen de los análisis posteriores porque existen otros convertidores que realizan la misma función con menor estrés en los interruptores.

2.4.2 Convertidores básicos elevadores.

Llamaremos convertidores elevadores a los que tienen una tensión de salida mayor que la de entrada.

$$v_o > v_g \quad (59)$$

Estos convertidores se pueden utilizar en reguladores descargadores de batería, cuando la tensión de batería está por debajo de la tensión de bus, y en reguladores cargadores de batería, cuando la tensión de batería está por encima de la tensión de bus.

Como en el caso de los convertidores reductores, hay dos conjuntos de convertidores básicos con relación entrada – salida elevadora. En la Fig. 56 se muestran los que tienen la siguiente relación entrada – salida.

$$\frac{v_o}{v_g} = M(D) = \frac{1}{1-D} \quad (60)$$

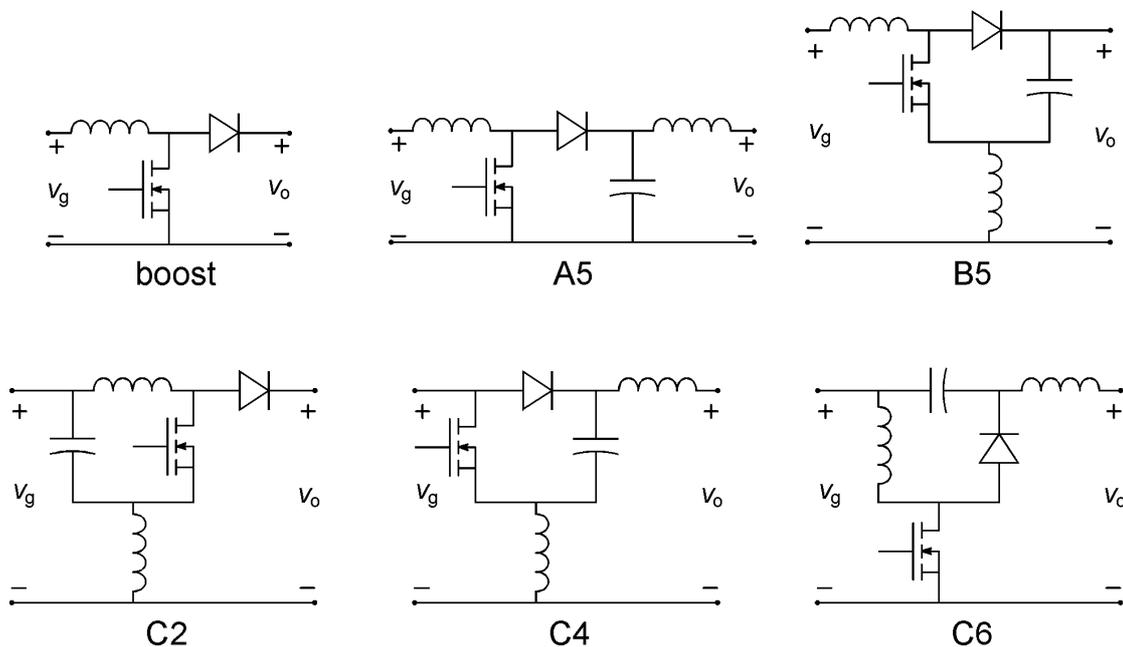


Fig. 56 Convertidores básicos con relación entrada – salida $M = \frac{1}{1-D}$.

Por otro lado en la Fig. 57 están dibujados los convertidores básicos cuyas tensiones de entrada y de salida están relacionadas de la siguiente forma.

$$\frac{v_o}{v_g} = M(D) = \frac{1-D}{1-2D} \quad \text{para } D < 0.5 \quad (61)$$

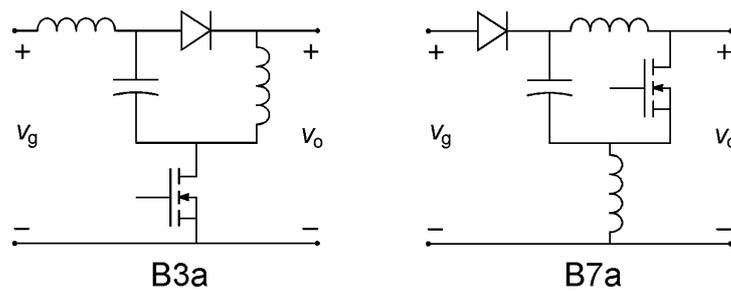


Fig. 57 Convertidores básicos con relación entrada – salida $M = \frac{1-D}{1-2D}$ ($D < 0.5$).

El estrés en los interruptores de los convertidores básicos elevadores se puede calcular con las fórmulas de la Tabla 6.

TABLA 6 ESTRÉS EN LOS INTERRUPTORES DE LOS CONVERTIDORES BÁSICOS ELEVADORES.

$M(D)$	$\frac{v_{off}}{v_g} = \frac{i_{on}}{\langle i_o \rangle}$
$\frac{1}{1-D}$	$\frac{v_o}{v_g}$
$\frac{1-D}{1-2D}$ ($D < 0.5$)	$2\frac{v_o}{v_g} - 1$

Teniendo en cuenta que la tensión de salida es mayor que la de entrada, los convertidores de la Fig. 57 son peores, desde el punto de vista del estrés en los interruptores, que los de la Fig. 56.

$$v_o > v_g > 0 \Rightarrow 2\frac{v_o}{v_g} - 1 > \frac{v_o}{v_g} \quad (62)$$

Teniendo en cuenta esto, podemos descartar los convertidores de la Fig. 57.

2.4.3 Convertidores básicos elevadores – reductores.

A los convertidores cuya tensión de salida es positiva y puede ser tanto superior como inferior a la tensión de entrada los llamaremos elevadores – reductores.

$$v_o > 0 \quad (63)$$

Estos convertidores se pueden utilizar, en principio, en reguladores cargadores y descargadores de batería independientemente de cual sea la relación entre la tensión de batería y a la tensión de bus, siempre que ambas sean positivas.

Los convertidores básicos elevadores – reductores están dibujados en la Fig. 58 y tienen la siguiente relación entrada – salida.

$$\frac{v_o}{v_g} = M(D) = \frac{D}{1-D} \quad (64)$$

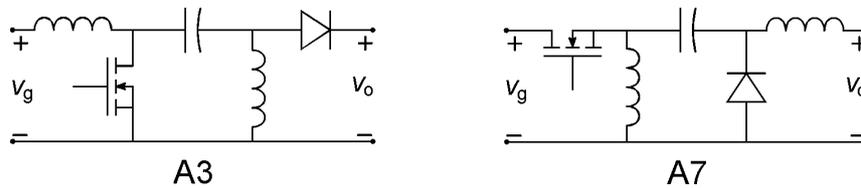


Fig. 58 Convertidores básicos con relación entrada – salida $M = \frac{D}{1-D}$.

El estrés en los interruptores de estos convertidores es el siguiente.

$$\frac{v_{off}}{v_g} = \frac{i_{on}}{\langle i_o \rangle} = \frac{v_o}{v_g} + 1 \quad (65)$$

Comparando este estrés con el de los convertidores que son sólo reductores o sólo elevadores, en los casos en que son comparables, se observa que los convertidores de la Fig. 58 son peores en cuanto a estrés.

$$\begin{aligned} 0 < v_o < v_g &\Rightarrow \frac{v_o}{v_g} + 1 > 1 \\ 0 < v_g < v_o &\Rightarrow \frac{v_o}{v_g} + 1 > \frac{v_o}{v_g} \end{aligned} \quad (66)$$

Teniendo en cuenta esto, se llega a la conclusión de que los convertidores elevadores – reductores se deben reservar para los casos en que la tensión de batería esté alrededor de la tensión de bus y no se puedan usar convertidores sólo elevadores o sólo reductores.

2.4.4 Convertidores básicos que invierten la polaridad entre la entrada y la salida.

El último grupo de convertidores de esta clasificación es el de los que invierten la polaridad entre la entrada y la salida. Para su funcionamiento correcto la tensión de salida debe ser negativa.

$$v_o < 0 \quad (67)$$

Estos convertidores se dividen en tres tipos, según su relación entrada – salida, que están dibujados en la Fig. 59, Fig. 60 y Fig. 61.

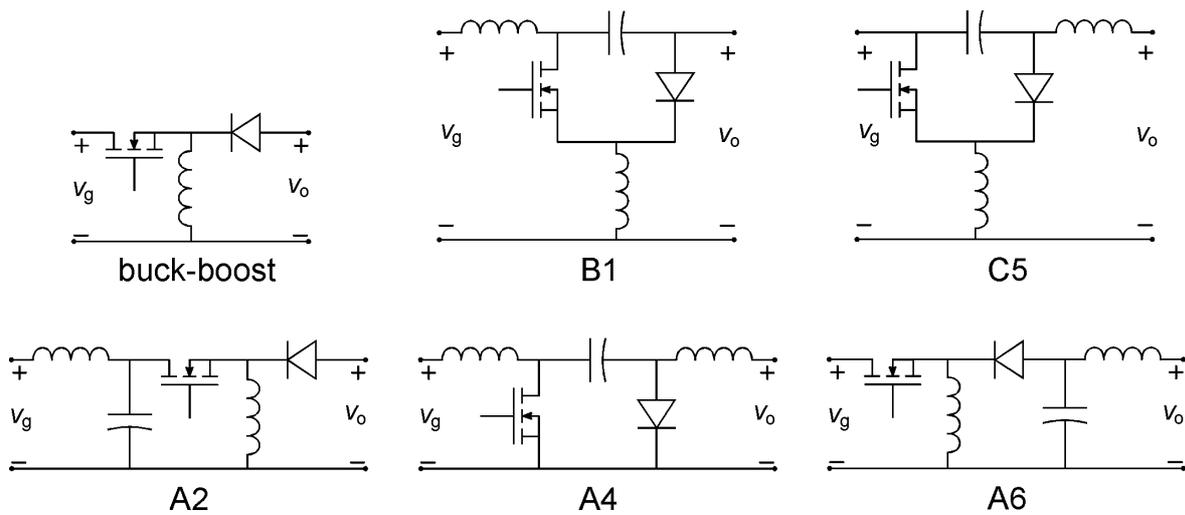


Fig. 59 Convertidores básicos con relación entrada – salida $M = \frac{-D}{1-D}$.

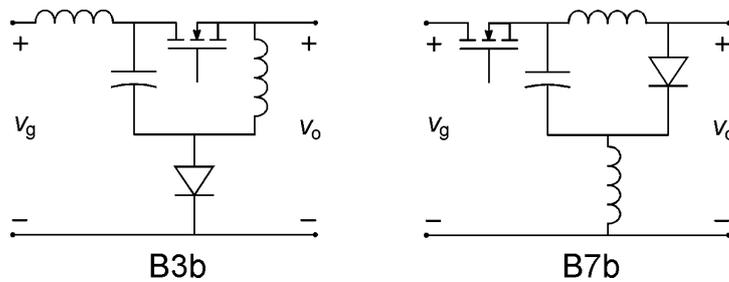


Fig. 60 Convertidores básicos con relación entrada – salida $M = \frac{-D}{1-2D}$ ($D < 0.5$).

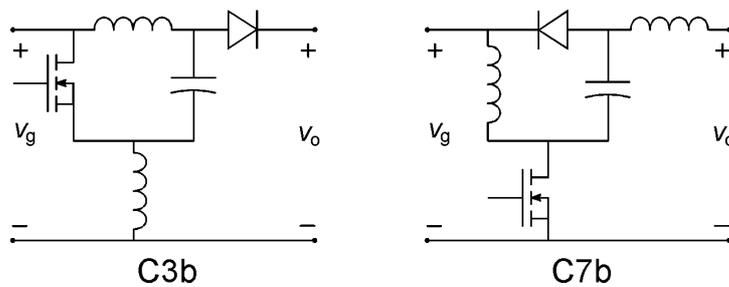


Fig. 61 Convertidores básicos con relación entrada – salida $M = \frac{1-2D}{1-D}$ ($D > 0.5$).

El estrés en los interruptores de los convertidores básicos que invierten la polaridad entre la entrada y la salida se puede calcular con las fórmulas de la Tabla 7.

TABLA 7 ESTRÉS EN LOS INTERRUPTORES DE LOS CONVERTIDORES BÁSICOS INVERSORES.

$M(D)$	$\frac{v_{off}}{v_g} = \frac{i_{on}}{ i_o }$
$\frac{-D}{1-D}$	$1 - \frac{v_o}{v_g}$
$\frac{-D}{1-2D}$ ($D < 0.5$)	$1 - 2\frac{v_o}{v_g}$
$\frac{1-2D}{1-D}$ ($D > 0.5$)	$2 - \frac{v_o}{v_g}$

Existe un trabajo en el que se propone uno de estos convertidores, el convertidor de Cuk (A4), como cargador/descargador de batería reversible [44]. En ese caso se consideraba la tensión de bus positiva y la de batería negativa. No se ha encontrado ningún otro caso similar.

Una razón para que estos convertidores no se utilicen en la práctica puede ser la dificultad que representa que la batería esté invertida si se quiere alimentar algunas cargas vitales directamente desde la batería. Otra razón se desprende del análisis de la Tabla 7. El estrés de los interruptores en estos convertidores, en el mejor caso, es el mismo que el de los convertidores elevadores – reductores y por lo tanto es peor que el de los convertidores que son sólo elevadores o sólo reductores.

Estos convertidores se han excluido de análisis posteriores en esta tesis.

CAPÍTULO 3

CLASIFICACIÓN DE LOS CONVERTIDORES BÁSICOS A PARTIR DE SU DINÁMICA CERO.

En este capítulo se investiga la dinámica cero de los convertidores seleccionados en el capítulo anterior, cuando se usan como reguladores cargadores o descargadores de batería. El resultado de esa investigación permite clasificar los convertidores básicos como aptos para cargadores o para descargadores.

Aunque los convertidores conmutados son sistemas no lineales, se suele estudiar su comportamiento dinámico a partir de modelos lineales aproximados. Cuando los modelos lineales son de fase no-mínima (tienen algún cero con parte real positiva) se puede tener dificultades de control si el objetivo es el seguimiento de señales arbitrarias. Recordemos que este es el caso de los reguladores cargadores y descargadores de batería que deben seguir una consigna de corriente desconocida de antemano. Una propiedad deseable en los convertidores que se utilicen en estas aplicaciones, es que no tengan ceros en el semiplano derecho en la función de transferencia de la entrada de control a la salida a controlar (esa salida será distinta según la aplicación). Diremos que un convertidor es apto para utilizarse como descargador de batería, desde el punto de vista del control, cuando su corriente de salida es de fase mínima y que es apto para utilizarse como cargador cuando lo es su corriente de entrada.

Una forma diferente de abordar el problema es utilizando modelos no lineales de los convertidores y determinando directamente si el sistema es de fase mínima aplicando técnicas pensadas para sistemas no lineales. El análisis de estabilidad de la dinámica cero es una técnica que permite determinar si un sistema no lineal es o no de fase mínima.

Algunos autores han realizado análisis de estabilidad de la dinámica cero en varios de los convertidores que se analizan en este capítulo [37], [32] con resultados en concordancia con los que se obtienen aquí.

Para estudiar la dinámica cero de los convertidores de tercer orden es necesario realizar un gran número de cálculos analíticos. Para hacer esto de forma fiable en la práctica, se ha utilizado el programa comercial especializado en la manipulación simbólica de ecuaciones Maple V [46].

Por otro lado, la idea de estabilizar la dinámica cero modificando ligeramente el circuito permite transformar un convertidor de fase no-mínima en otro de fase mínima que realiza la misma función [7]. Esto permite ampliar el número de convertidores útiles como cargadores o descargadores.

Otro criterio que permite elegir entre dos convertidores con el resto de propiedades equivalentes es el grado de suavidad de la corriente que se inyecta en el bus. No interesa que esa corriente tenga saltos bruscos o discontinuidades en su forma de onda. Si esto ocurre, puede provocar interferencias electromagnéticas en el resto de módulos. Se han analizado algunos convertidores con la corriente discontinua en puerto del bus (como el 'buck' actuando de BCR), regulando en ese caso el valor medio de la corriente, pero finalmente se han seleccionado los convertidores que no presentan ese tipo de interferencias electromagnéticas.

Por último, uniendo los resultados de convertidores simétricos (como el 'buck' con filtro de entrada y el 'boost' con filtro de salida), se obtienen convertidores que se pueden utilizar como reguladores cargadores/descargadores reversibles [8].

3.1 Introducción.

En este apartado se introduce el concepto de dinámica cero y la forma de los modelos de los convertidores que se utilizan en el resto del capítulo.

3.1.1 El concepto de dinámica cero.

Los conceptos y definiciones siguientes están extraídos de los métodos derivados de la geometría diferencial que se aplican en sistemas no lineales [36].

Partimos del siguiente sistema.

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x) \\ x &\in \mathfrak{R}^n \quad u, y \in \mathfrak{R}\end{aligned}\tag{68}$$

Con f y g campos vectoriales suaves y h función suave, tales que el sistema tiene un estado de equilibrio x_e para una entrada u_e con y igual a cero.

$$\begin{aligned}0 &= f(x_e) + g(x_e)u_e \\ 0 &= h(x_e)\end{aligned}\tag{69}$$

La señal y debe ser cero en el estado de equilibrio. Se escoge $h(x)$ de forma que y sea igual a la señal que se desea controlar menos una constante igual al valor deseado. De esta forma y corresponde con la señal de error del sistema.

Derivadas de Lie.

Se define primero la notación que se usa para referirse a algunas operaciones con campos vectoriales.

Sea $f(x)$ un campo vectorial suave: $f(x): \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^n$.

Sea $h(x)$ una función suave: $h(x): \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$.

La derivada de Lie de la función $h(x)$ con respecto al campo vectorial $f(x)$, es la siguiente función suave:

$$f(h)(x) = \sum_{i=1}^n f_i(x) \left(\frac{\partial h}{\partial x_i} \right) (x)\tag{70}$$

Esta función corresponde con el producto escalar del gradiente de $h(x)$ por $f(x)$ y se denota normalmente por $L_f h(x)$. Esta notación es conveniente en caso de operaciones repetidas:

$$L_{f_1} L_{f_2} L_{f_3} h = f_1(f_2(f_3(h)))\tag{71}$$

Derivadas de Lie repetidas por el mismo campo vectorial $f(x)$ se denotan:

$$L_f^i h(x) = L_f(L_f^{i-1} h(x)), \quad L_f^0 h(x) = h(x)\tag{72}$$

Grado relativo.

Para el sistema (68) se define el grado relativo ρ como el número entero que cumple

$$\begin{aligned} L_g L_f^i h(x) &= 0 & \forall x \in \Omega, \quad 0 \leq i \leq \rho - 2 \\ L_g L_f^{\rho-1} h(x) &\neq 0 & \forall x \in \Omega \end{aligned} \quad (73)$$

donde Ω es un entorno del punto de equilibrio x_e .

Se dice que $\rho = \infty$ si se cumple:

$$L_g L_f^i h(x) = 0 \quad \forall x \in \Omega, \quad \forall i \geq 0 \quad (74)$$

Cuando se calcula para sistemas lineales, el grado relativo coincide con la diferencia entre polos y ceros.

Dinámica cero.

Supongamos que el grado relativo en el sistema (68) es $\rho \leq n$ en Ω . Se define M , un subconjunto de Ω con dimensión $n-\rho$, como:

$$M = \left\{ x \in \Omega : h(x) = 0, \dots, L_f^{\rho-1} h(x) = 0 \right\} \quad (75)$$

Se llama dinámica cero a la dinámica del sistema (68) restringida a M .

La dinámica cero se puede obtener con la siguiente acción de control.

$$u = \frac{-L_f^\rho h(x)}{L_g L_f^{\rho-1} h(x)} \quad (76)$$

El sistema con esta realimentación y con condiciones iniciales sobre M presenta una dinámica en lazo cerrado que coincide con la dinámica cero.

Sistema de fase mínima.

El sistema (68) con grado relativo $\rho \leq n$ se dice que es de fase mínima si x_e es un punto de equilibrio asintóticamente estable de la dinámica cero. Un sistema que no es de fase mínima se dice que es de fase no-mínima.

Con esta definición, los sistemas lineales son de fase mínima si y solo si todos los ceros tienen parte real negativa.

Interpretación.

En el sistema (68) y no depende directamente de u . Supongamos que queremos obtener las derivadas sucesivas de y respecto al tiempo hasta encontrar una que dependa directamente de u . La primera derivada se puede calcular como el producto escalar del gradiente de $h(x)$ por el vector de derivadas de las variables de estado.

$$\dot{y} = \nabla h(x) \cdot \dot{x} \quad (77)$$

Donde $\nabla h(x)$ es el vector gradiente de $h(x)$. Esta expresión se puede desarrollar utilizando (68).

$$\dot{y} = \nabla h(x) \cdot (f(x) + g(x)u) = L_f h(x) + u L_g h(x) \quad (78)$$

Donde $L_f h(x)$ es la derivada de Lie de $h(x)$ con respecto a $f(x)$. Supongamos que la primera derivada temporal de y no depende directamente de u .

$$\begin{aligned} L_g h(x) &= 0 \quad \forall x \\ \dot{y} &= L_f h(x) \end{aligned} \quad (79)$$

Entonces, calculamos la segunda derivada de y respecto a t .

$$\ddot{y} = \nabla(L_f h(x)) \cdot \dot{x} = L_f^2 h(x) + u L_g L_f h(x) \quad (80)$$

Si en la segunda derivada tampoco aparece u explícitamente

$$\begin{aligned} L_g L_f h(x) &= 0 \quad \forall x \\ \ddot{y} &= L_f^2 h(x) \end{aligned} \quad (81)$$

Podemos seguir derivando hasta que la derivada número ρ cumple:

$$\begin{aligned} y^{(\rho)} &= L_f^\rho h(x) + u L_g L_f^{\rho-1} h(x) \\ L_g L_f^{\rho-1} h(x) &\neq 0 \end{aligned} \quad (82)$$

Comparando lo obtenido en este desarrollo con las definiciones anteriores se observa que:

- El grado relativo coincide con el número de veces que hay que derivar y respecto al tiempo para que aparezca u explícitamente. Utilizando esta propiedad podemos decir que un sistema tiene grado relativo cero cuando y depende directamente de u . En ese caso el sistema no tiene la forma (68).

- Las ecuaciones que permiten definir el conjunto M (75) que aparece en la definición de la dinámica cero, se obtienen de igualar a cero y y todas sus derivadas temporales hasta la derivada de orden $\rho-1$.
- Igualando a cero la derivada de orden ρ , $y^{(\rho)}$, y despejando u se obtiene la señal de control que se utiliza para calcular la dinámica cero (76).

Si las condiciones iniciales de y y de sus derivadas temporales hasta orden $\rho-1$, son cero, y la señal de control fuerza que $y^{(\rho)}$ se mantenga todo el tiempo a cero, se cumple que y se mantiene todo el tiempo a cero. En estas condiciones el sistema solo tiene $n-\rho$ grados de libertad cuyo comportamiento constituye la dinámica cero.

Resumiendo, la dinámica cero es el comportamiento ‘interno’ del sistema cuando las condiciones iniciales y la acción de control (76) restringen las trayectorias de estado para que y se mantenga a cero [57].

3.1.2 Modelado de los convertidores básicos en modo continuo.

En el apartado 2.3 se explicó, utilizando el convertidor ‘buck’ como ejemplo, cómo obtener las ecuaciones que modelan los convertidores básicos en modo continuo. Para el convertidor ‘buck’ las ecuaciones son (30)-(36) junto con la ecuación de estado (47). Esas ecuaciones, si consideramos v_g y v_o como constantes, se pueden expresar de la forma genérica siguiente:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x, u)\end{aligned}\tag{83}$$

Donde x es el vector de variables de estado, u es la entrada de control definida en (54) e y es un vector con el resto de variables del convertidor.

Modelo con fuentes controladas.

Por otro lado, las ecuaciones del convertidor ‘buck’ en modo continuo, (30)-(36) y (47), se pueden representar en un circuito, con la misma forma del circuito del convertidor ‘buck’ (Fig. 53), sustituyendo los interruptores por fuentes controladas como se muestra en la Fig. 62.

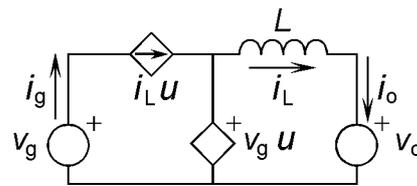


Fig. 62 Modelo con fuentes controladas del convertidor ‘buck’ en modo continuo.

Este tipo de modelos se ha utilizado desde las primeras investigaciones realizadas sobre la dinámica de los convertidores [70]. Se puede obtener un modelo como este para cualquiera de los convertidores básicos en modo continuo, con el procedimiento en dos pasos que se explica a continuación.

Primero, se busca la expresión de la corriente de conducción del transistor y de la tensión en corte del diodo, en función de las variables de estado y de las fuentes independientes, obteniéndose $i_{on}(x, v_g, v_o)$ y $v_{off}(x, v_g, v_o)$ respectivamente, donde x representa a las variables de estado.

Y segundo, se sustituye el transistor por una fuente de corriente controlada de valor $u \cdot i_{on}(x, v_g, v_o)$ y el diodo por una fuente de tensión controlada de valor $u \cdot v_{off}(x, v_g, v_o)$.

El procedimiento que se acaba de explicar es idéntico al que se utiliza para obtener modelos promediados en modo continuo de los convertidores con dos interruptores con control PWM [63]. Los modelos promediados que se obtienen coinciden con los de promediación en el espacio de estado [41]. La única diferencia con los modelos que se utilizan en esta tesis es que el ciclo de trabajo de la señal PWM, que se suele llamar d , se sustituye por la entrada de control u .

En el resto de la tesis utilizaremos ecuaciones con la forma (83) o circuitos con fuentes controladas, similares al de la Fig. 62, como modelos de los convertidores según convenga.

Adaptación del modelo a la aplicación.

Hay que adaptar el modelo del convertidor a la aplicación que se esté estudiando, eliminando las variables que no se necesitan.

Para utilizar un convertidor como regulador descargador de batería interesa que la corriente que se inyecta en el puerto de salida, i_o , sea fácilmente controlable (de fase mínima). En cambio, para la aplicación de regulador cargador de batería, interesa que sea de fase mínima la corriente que se absorbe del puerto de entrada i_g .

Por eso, para estudiar la dinámica cero del convertidor cuando se utiliza como descargador de batería describiremos el sistema con ecuaciones de la forma (68) tomando como señal y y el error de la corriente i_o . En cambio, para la aplicación de cargador de batería utilizaremos como señal y y el error de la corriente i_g .

Por ejemplo, el convertidor ‘buck’ en modo continuo, para estudiar la dinámica cero de la corriente de salida, tiene el siguiente modelo.

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= v_g u - v_o \\ y &= i_L - i_{or} \end{aligned} \quad (84)$$

Donde i_{or} es una constante positiva, que corresponde con el valor medio deseado de la corriente i_o y sirve para determinar el punto de trabajo.

El mismo convertidor ‘buck’ en modo continuo, como cargador de batería, no se puede adaptar tan fácilmente a la forma (68), porque la corriente i_g depende de u . Si se escoge y igual al error de i_g , el grado relativo es cero y no se puede aplicar la teoría sobre la dinámica cero directamente. Sin embargo, en este caso, no se quiere controlar i_g , que es una señal que en régimen estacionario tiene la forma de onda de un tren de pulsos, sino su valor medio. Se puede obtener una estimación instantánea del valor medio con un filtro paso bajo de primer orden que añade una variable de estado al sistema y lo deja de la forma siguiente.

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= v_g u - v_o \\ \tau \frac{di_m}{dt} &= i_L u - i_m \\ y &= i_m - i_{gr} \end{aligned} \quad (85)$$

Donde el valor medio deseado de la corriente i_g corresponde con la constante positiva i_{gr} , la variable de estado añadida que estima el valor medio de i_g es i_m y la constante de tiempo del filtro añadido es τ . De esta manera el sistema tiene la forma (68) y se puede aplicar la teoría.

3.2 Análisis de estabilidad de la dinámica cero de los convertidores básicos.

En este apartado se analiza la estabilidad de la dinámica cero de los convertidores básicos. Esto permite determinar cuales son de fase mínima cuando se controla su corriente de entrada, para usarlos como cargadores de batería, o su corriente de salida, para usarlos como descargadores de batería.

Los dos convertidores de primer orden seleccionados en el capítulo anterior se analizan con detalle. Para ilustrar el análisis realizado en los convertidores de tercer orden se utiliza un ejemplo concreto. Los resultados del análisis en todos los convertidores se presentan en el apartado 3.4.

3.2.1 Convertidores básicos de primer orden.

Comenzamos la investigación por los convertidores de primer orden seleccionados en el capítulo anterior.

El convertidor ‘buck’ como regulador descargador de batería.

Estudiamos la dinámica cero del sistema (84). Este es un sistema de orden uno, $n=1$. Buscamos primero el grado relativo ρ . Derivando y respecto al tiempo se obtiene:

$$\dot{y} = \frac{di_L}{dt} = \frac{v_g u - v_o}{L} \quad (86)$$

En esta expresión aparece u explícitamente, por lo tanto el grado relativo es uno, $\rho=1$. La dinámica cero es la dinámica del sistema restringida a un subconjunto del espacio de estado de dimensión $n-\rho=0$, es decir, a un punto. Ese punto es el estado de equilibrio deseado, $i_L=i_{or}$. El sistema es de fase mínima y el convertidor ‘buck’ es un candidato a ser usado como regulador descargador de batería desde el punto de vista de la facilidad de control.

El convertidor ‘buck’ como regulador cargador de batería.

En este apartado se estudia la dinámica cero del sistema (85). La primera derivada temporal de y es la siguiente.

$$\dot{y} = \frac{di_m}{dt} = \frac{i_L u - i_m}{\tau} \quad (87)$$

El grado relativo es uno. Para encontrar la dinámica cero despejamos u del segundo miembro de (87) igualado a cero.

$$u = \frac{i_m}{i_L} \quad (88)$$

Sustituyendo este control en (85) se obtiene el siguiente sistema.

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= v_g \frac{i_m}{i_L} - v_o \\ \tau \frac{di_m}{dt} &= 0 \\ y &= i_m - i_{gr} \end{aligned} \quad (89)$$

Si las condiciones iniciales cumplen que $y=0$ el comportamiento del sistema es la dinámica cero, que en este caso es de primer orden.

$$L \frac{di_L}{dt} = v_g \frac{i_{gr}}{i_L} - v_o \quad (90)$$

También se puede obtener la dinámica cero sustituyendo el control (88) en el circuito con fuentes controladas de la Fig. 62 y utilizando que $y=0$, obteniéndose el circuito de la Fig. 63.

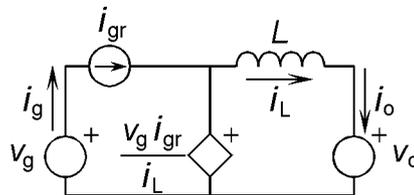


Fig. 63 Dinámica cero del convertidor ‘buck’ con control de la corriente de entrada.

Para estudiar la estabilidad asintótica del punto de equilibrio de la dinámica cero se puede linealizar el sistema alrededor de ese punto. El punto de equilibrio de la dinámica cero corresponde con:

$$i_L^* = \frac{v_g i_{gr}}{v_o} \quad (91)$$

Nombramos las desviaciones respecto al punto de equilibrio con acento circunflejo.

$$i_L = i_L^* + \hat{i}_L \quad (92)$$

La dinámica cero linealizada es la siguiente:

$$L \frac{d\hat{i}_L}{dt} = -\frac{v_o^2}{v_g i_{gr}} \hat{i}_L \quad (93)$$

El circuito de la Fig. 63, restando la solución en régimen estacionario y considerando variaciones de pequeña señal, está representado en la Fig. 64 y corresponde con la misma dinámica (93).

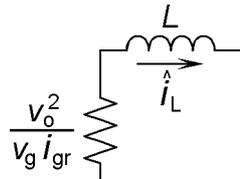


Fig. 64 Circuito de la Fig. 63 en pequeña señal.

El punto de equilibrio de la dinámica cero es asintóticamente estable, por lo tanto la corriente de entrada es de fase mínima y el convertidor ‘buck’ es candidato a usarse como regulador cargador de batería desde el punto de vista del control.

El convertidor ‘boost’ como regulador descargador de batería.

Un modelo con fuentes controladas del convertidor ‘boost’ en modo continuo está representado en la Fig. 65.

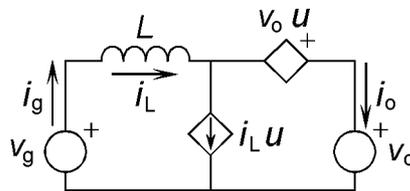


Fig. 65 Modelo con fuentes controladas del convertidor ‘boost’ en modo continuo.

Para utilizarlo como regulador descargador de batería debemos controlar el valor medio de la corriente de salida. Para estudiar si el sistema en ese caso es de fase mínima utilizamos el siguiente sistema de ecuaciones.

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= v_g - v_o(1-u) \\ \tau \frac{di_m}{dt} &= i_L(1-u) - i_m \\ y &= i_m - i_{or} \end{aligned} \quad (94)$$

Donde se ha utilizado un filtro paso bajo de constante de tiempo τ para obtener el valor medio de la corriente de salida y la constante positiva i_{or} como valor medio deseado. De esta forma el sistema tiene grado relativo uno. Para calcular la dinámica cero, despejamos u de la primera derivada temporal de y igualada a cero.

$$\dot{y} = 0 \Rightarrow u = 1 - \frac{i_m}{i_L} \tag{95}$$

Sustituyendo este control en las ecuaciones anteriores (94), forzando $y=0$ y simplificando se obtiene la dinámica cero.

$$L \frac{di_L}{dt} = v_g - v_o \frac{i_{or}}{i_L} \tag{96}$$

Haciendo lo mismo en el circuito de la Fig. 65, se obtiene la dinámica cero en forma de circuito según muestra la Fig. 66.

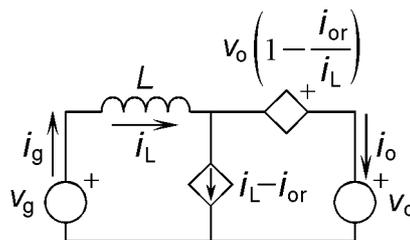


Fig. 66 Dinámica cero del convertidor ‘boost’ con control de la corriente de salida.

Para estudiar la estabilidad de la dinámica cero, se linealiza alrededor del punto de equilibrio, obteniendo:

$$L \frac{d\hat{i}_L}{dt} = \frac{v_g^2}{v_o i_{or}} \hat{i}_L \tag{97}$$

El circuito equivalente está representado en la Fig. 67, donde aparece una resistencia negativa que indica la inestabilidad de la dinámica cero.

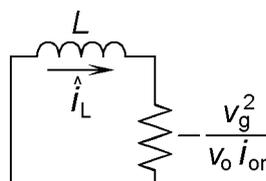


Fig. 67 Circuito de la Fig. 66 en pequeña señal.

La corriente de salida del convertidor ‘boost’ tiene comportamiento de fase no-mínima y por lo tanto este convertidor no es recomendable para la aplicación de regulador descargador de batería.

El convertidor ‘boost’ como regulador cargador de batería.

Para estudiar la dinámica cero de la corriente de entrada del convertidor ‘boost’ representamos el sistema con las siguientes ecuaciones.

$$L \frac{di_L}{dt} = v_g - v_o(1-u) \quad (98)$$

$$y = i_L - i_{gr}$$

Este sistema es de orden uno y tiene grado relativo uno, por lo tanto automáticamente es de fase mínima. De aquí que el convertidor ‘boost’ sea un buen candidato para utilizarse como regulador cargador de batería desde el punto de vista de la facilidad de control.

3.2.2 Convertidores básicos de tercer orden.

Utilizaremos el estudio del convertidor ‘buck’ con filtro de entrada de la Fig. 68 (A1 de la Fig. 54) como ejemplo del análisis realizado en todos los convertidores de tercer orden seleccionados en el capítulo anterior. Se ha escogido este convertidor porque es uno de los más utilizados en la práctica.

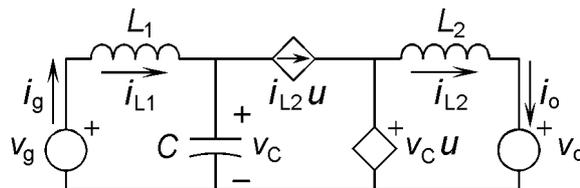


Fig. 68 Modelo con fuentes controladas del convertidor ‘buck’ con filtro de entrada en modo continuo.

El convertidor ‘buck’ con filtro de entrada como regulador descargador de batería.

Para estudiar la dinámica cero del convertidor ‘buck’ con filtro de entrada cuando se controla la corriente de salida i_o , utilizamos el siguiente sistema de ecuaciones.

$$\begin{aligned}
 L_1 \frac{di_{L1}}{dt} &= v_g - v_C \\
 C \frac{dv_C}{dt} &= i_{L1} - i_{L2} u \\
 L_2 \frac{di_{L2}}{dt} &= v_C u - v_o \\
 y &= i_{L2} - i_{or}
 \end{aligned} \tag{99}$$

Donde i_{or} es una constante positiva igual al valor deseado de la corriente de salida. El grado relativo es uno. Igualando a cero y su primera derivada temporal se obtiene:

$$\begin{aligned}
 y = 0 &\Rightarrow i_{L2} = i_{or} \\
 \dot{y} = 0 &\Rightarrow u = \frac{v_o}{v_C}
 \end{aligned} \tag{100}$$

Sustituyendo estas ecuaciones en el sistema anterior (99) y simplificando se obtiene la dinámica cero.

$$\begin{aligned}
 L_1 \frac{di_{L1}}{dt} &= v_g - v_C \\
 C \frac{dv_C}{dt} &= i_{L1} - \frac{i_{or} v_o}{v_C}
 \end{aligned} \tag{101}$$

Se puede obtener un circuito equivalente utilizando (100) sobre el circuito de la Fig. 68 y eliminando elementos superfluos para llegar al circuito de la Fig. 69.

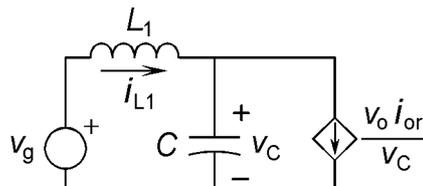


Fig. 69 Dinámica cero del convertidor 'buck' con filtro de entrada con control de la corriente de salida.

Para estudiar la estabilidad asintótica del punto de equilibrio de la dinámica cero se linealiza alrededor de ese punto. El punto de equilibrio es el siguiente:

$$v_C^* = v_g \quad i_{L1}^* = \frac{i_{or} v_o}{v_g} \tag{102}$$

La dinámica linealizada queda:

$$\begin{aligned} L_1 \frac{d\hat{i}_{L1}}{dt} &= -\hat{v}_C \\ C \frac{d\hat{v}_C}{dt} &= \hat{i}_{L1} + \frac{i_{or} v_o}{v_g^2} \hat{v}_C \end{aligned} \quad (103)$$

El polinomio característico de este sistema es el siguiente:

$$\begin{aligned} p(s) = \det \begin{pmatrix} s & \frac{1}{L_1} \\ -\frac{1}{C} & s - \frac{i_{or} v_o}{v_g^2 C} \end{pmatrix} &= s^2 + a_1 s + a_0 \\ a_1 &= -\frac{i_{or} v_o}{v_g^2 C} \quad a_0 = \frac{1}{L_1 C} \end{aligned} \quad (104)$$

Las condiciones de estabilidad asintótica según el criterio de Routh-Hurwitz son:

$$a_1 > 0 \quad a_0 > 0 \quad (105)$$

La primera de estas condiciones no se cumple, por lo tanto el sistema es de fase no-mínima.

En algunos casos particulares, como este, se puede llegar a la misma conclusión a partir del circuito de la dinámica cero en pequeña señal. Restando la solución de régimen estacionario al circuito de la Fig. 69 y linealizando, se obtiene el circuito de pequeña señal de la Fig. 70.

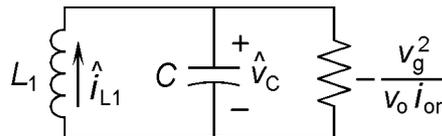


Fig. 70 Circuito de la Fig. 69 en pequeña señal.

El circuito de la Fig. 70 contiene solamente elementos pasivos que no disipan energía y una única resistencia que es negativa, por lo tanto es inestable. En otros casos no es tan evidente la estabilidad a partir del examen del circuito y en general hay que recurrir a métodos analíticos.

La conclusión de este análisis es que el convertidor ‘buck’ con filtro de entrada no debe utilizarse como regulador descargador de batería. Sin embargo, como demuestra el ejemplo de la Fig. 24, el convertidor ‘buck’ con filtro de entrada se utiliza en la práctica como BDR. Para que eso sea posible se añade una red R-C serie en paralelo con el condensador C . Esos dos componentes añadidos estabilizan la dinámica cero, como veremos en el apartado 3.3.

El convertidor ‘buck’ con filtro de entrada como regulador cargador de batería.

Para estudiar la dinámica cero del convertidor ‘buck’ con filtro de entrada cuando se controla la corriente de entrada utilizamos el siguiente sistema de ecuaciones.

$$\begin{aligned} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} &= v_g - v_C \\ C \frac{dv_C}{dt} &= i_{L1} - i_{L2} u \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} &= v_C u - v_o \\ y &= i_{L1} - i_{gr} \end{aligned} \quad (106)$$

Donde i_{gr} es una constante positiva igual a la corriente de entrada deseada. En este caso el grado relativo es dos y las ecuaciones que sirven para obtener la dinámica cero son las siguientes:

$$\begin{aligned} y = 0 &\Rightarrow i_{L1} = i_{gr} \\ \dot{y} = 0 &\Rightarrow v_C = v_g \\ \ddot{y} = 0 &\Rightarrow u = \frac{i_{L1}}{i_{L2}} \end{aligned} \quad (107)$$

Sustituyendo estas ecuaciones en las del sistema (106) y simplificando se obtiene la dinámica cero.

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = v_g \frac{i_{gr}}{i_{L2}} - v_o \quad (108)$$

Esta dinámica cero coincide con la del convertidor ‘buck’ sin filtro (90) y por lo tanto este sistema, igual que aquel, es de fase mínima.

Este convertidor se puede utilizar como regulador cargador de batería, pero desde el punto de vista del control, es preferible utilizar otros convertidores que realicen la misma función y tengan grado relativo uno porque su control es más sencillo.

3.3 Estabilización de la dinámica cero en los convertidores de tercer orden.

La mayoría de los convertidores básicos, tal y como se presentaron en el capítulo 2, son de fase no-mínima. Por ejemplo, ninguno de los convertidores elevadores (Fig. 56) ni elevadores – reductores (Fig. 58) es de fase mínima cuando se controla la corriente de salida. Para poder utilizar alguno de esos convertidores como regulador descargador de batería se debe introducir alguna modificación en el convertidor que establezca la dinámica cero.

En este apartado se estudia la dinámica cero de los convertidores básicos de tercer orden seleccionados en el capítulo anterior cuando se introduce en ellos modificaciones de dos tipos. En primer lugar se considera el amortiguamiento del condensador intermedio, tal y como se hace en los ejemplos del capítulo 1 de la Fig. 24 y la Fig. 32. Por otro lado se considera el acoplamiento magnético entre los dos inductores. Ninguno de los dos tipos de modificaciones afecta a los valores medios en régimen estacionario de las variables de estado. Sólo se ve afectada la forma de onda del rizado de algunas variables.

El análisis realizado se ilustra con un ejemplo concreto. Los resultados del análisis para todos los convertidores se presentan en el apartado 3.4.

3.3.1 Estabilización por amortiguamiento del condensador intermedio.

Amortiguar el condensador de los convertidores de tercer orden consiste en añadir una resistencia y un condensador en serie, en paralelo con el condensador, como se muestra en la Fig. 71, donde C es el condensador preexistente y C_d y R_d son los elementos añadidos.

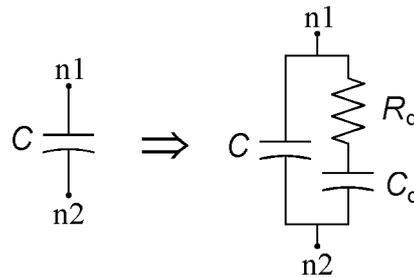


Fig. 71 Modificación del convertidor para amortiguar el condensador intermedio.

En régimen estacionario, el valor medio de las tensiones en los dos condensadores C y C_d de la Fig. 71 es el mismo. Por eso, la corriente que pasa por la resistencia R_d , en régimen estacionario, es una corriente alterna cuya amplitud decrece al decrecer el rizado de las tensiones en los condensadores. Por lo tanto, la potencia disipada en esa resistencia se puede hacer, en teoría, tan pequeña como se quiera aumentando la capacidad de los condensadores o la frecuencia de conmutación.

Ejemplo: El convertidor ‘buck’ con filtro de entrada amortiguado.

Consideramos el convertidor ‘buck’ con filtro de entrada como ejemplo de convertidor de tercer orden en el cual se puede estabilizar la dinámica cero amortiguando el condensador intermedio. En la Fig. 72 está representado el modelo con fuentes controladas, válido solamente en modo continuo, de este convertidor cuando se han añadido los componentes R_d y C_d .

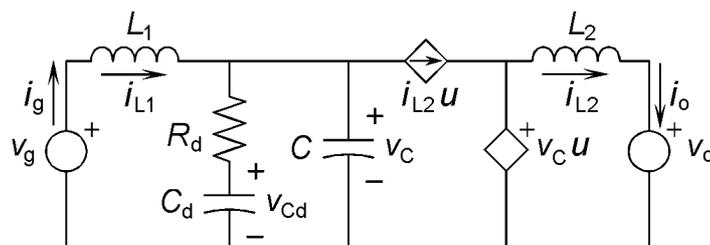


Fig. 72 Modelo del convertidor ‘buck’ con filtro de entrada amortiguado en modo continuo.

Estudiamos la dinámica cero cuando se controla la corriente de salida i_o . Las ecuaciones del sistema son las siguientes.

$$\begin{aligned}
L_1 \frac{di_{L1}}{dt} &= v_g - v_C \\
C \frac{dv_C}{dt} &= i_{L1} - i_{L2} u - \frac{v_C - v_{Cd}}{R_d} \\
L_2 \frac{di_{L2}}{dt} &= v_C u - v_o \\
C_d \frac{dv_{Cd}}{dt} &= \frac{v_C - v_{Cd}}{R_d} \\
y &= i_{L2} - i_{or}
\end{aligned} \tag{109}$$

Donde $i_{or} > 0$ es el valor medio deseado de la corriente de salida. El sistema sigue siendo de grado relativo uno y las ecuaciones para obtener la dinámica cero son las mismas del caso sin amortiguamiento (100). La dinámica cero en este caso es el siguiente sistema de tercer orden.

$$\begin{aligned}
L_1 \frac{di_{L1}}{dt} &= v_g - v_C \\
C \frac{dv_C}{dt} &= i_{L1} - \frac{i_{or} v_o}{v_C} - \frac{v_C - v_{Cd}}{R_d} \\
C_d \frac{dv_{Cd}}{dt} &= \frac{v_C - v_{Cd}}{R_d}
\end{aligned} \tag{110}$$

El circuito equivalente a este sistema es el mismo del caso sin amortiguamiento, Fig. 69, añadiendo los elementos R_d y C_d en paralelo con el condensador C . La dinámica cero linealizada alrededor del punto de equilibrio es el siguiente sistema.

$$\begin{aligned}
L_1 \frac{d\hat{i}_{L1}}{dt} &= \hat{v}_C \\
C \frac{d\hat{v}_C}{dt} &= \hat{i}_{L1} + \frac{i_{or} v_o}{v_g^2} \hat{v}_C - \frac{\hat{v}_C - \hat{v}_{Cd}}{R_d} \\
C_d \frac{d\hat{v}_{Cd}}{dt} &= \frac{\hat{v}_C - \hat{v}_{Cd}}{R_d}
\end{aligned} \tag{111}$$

El circuito equivalente de pequeña señal, en este caso, está representado en la Fig. 73.

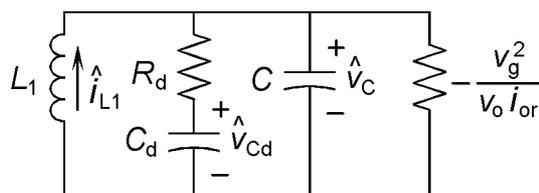


Fig. 73 Circuito equivalente a las ecuaciones (111).

Comparando el circuito de la Fig. 73 con el de la Fig. 70 se aprecia el efecto estabilizador sobre la dinámica cero de la resistencia añadida R_d . La resistencia negativa, que depende de i_{or} , tiende a inestabilizar la dinámica cero y la resistencia R_d tiende a estabilizarla. El sistema puede ser de fase mínima si se cumple cierta relación entre los parámetros. Para encontrar esa relación estudiamos el polinomio característico de la dinámica cero linealizada.

$$\begin{aligned}
 p(s) &= s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0 \\
 a_0 &= \frac{1}{R_d C_d C L_1} \\
 a_1 &= \frac{v_g^2 C_d R_d - i_{or} L_1 v_o}{R_d v_g^2 C C_d L_1} \\
 a_2 &= \frac{v_g^2 L_1 (C + C_d) - i_{or} L_1 v_o R_d C_d}{R_d v_g^2 C C_d L_1}
 \end{aligned} \tag{112}$$

Según el criterio de Routh-Hurwitz, las condiciones de estabilidad asintótica son las siguientes.

$$a_0 > 0 \tag{113}$$

$$a_1 > 0 \tag{114}$$

$$a_2 > 0 \tag{115}$$

$$a_1 a_2 - a_0 > 0 \tag{116}$$

La primera condición (113) se cumple de forma evidente.

$$a_0 = \frac{1}{R_d C_d C L_1} > 0 \tag{117}$$

Las otras tres condiciones (114), (115) y (116) se cumplen para i_{or} próxima a cero.

$$\begin{aligned}
 a_1|_{i_{or}=0} &= \frac{1}{C L_1} > 0 \\
 a_2|_{i_{or}=0} &= \frac{C + C_d}{C R_d C_d} > 0 \\
 (a_1 a_2 - a_0)|_{i_{or}=0} &= \frac{1}{L_1 R_d C^2} > 0
 \end{aligned} \tag{118}$$

En función de i_{or} , los coeficientes a_1 y a_2 son rectas de pendiente negativa y la expresión $a_1 a_2 - a_0$, puesto que a_0 no depende de i_{or} , es una parábola. Estas curvas, en un caso representativo, están dibujadas en la Fig. 74.

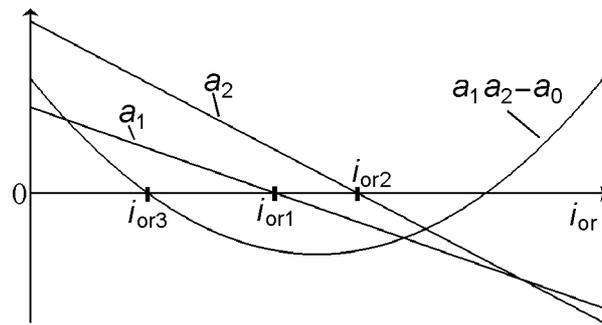


Fig. 74 Gráfica de los coeficientes a_1 y a_2 y de la expresión $a_1a_2-a_0$ en función de i_{or} .

Hemos llamado i_{or1} e i_{or2} a los valores de i_{or} en los que cruzan por cero a_1 y a_2 respectivamente y hemos llamado i_{or3} al primer cruce por cero de la expresión $a_1a_2-a_0$. Con estas definiciones, la condición de estabilidad asintótica de la dinámica cero es simplemente que i_{or} sea menor que i_{or3} .

$$i_{or} < i_{or3}. \quad (119)$$

Este último valor tiene la siguiente expresión:

$$i_{or3} = \frac{i_{or1} + i_{or2}}{2} - \sqrt{(i_{or1} - i_{or2})^2 + \frac{4v_g^4 C}{L_1 v_o^2}} \quad (120)$$

donde

$$i_{or1} = \frac{v_g^2 R_d C_d}{L_1 v_o} \quad i_{or2} = \frac{v_g^2 (C + C_d)}{R_d C_d v_o} \quad (121)$$

Podemos diseñar R_d y C_d para que i_{or3} sea máxima y como consecuencia el rango de posibles valores de i_{or} con el sistema de fase mínima también sea máximo. En función de R_d , i_{or1} es una recta, i_{or2} es una hipérbola e i_{or3} tiene un máximo en el punto en que se iguala i_{or1} con i_{or2} , como se muestra en la Fig. 75. Al valor de R_d en que se produce ese máximo lo llamamos R_{dopt} , porque es el valor óptimo de R_d según este análisis.

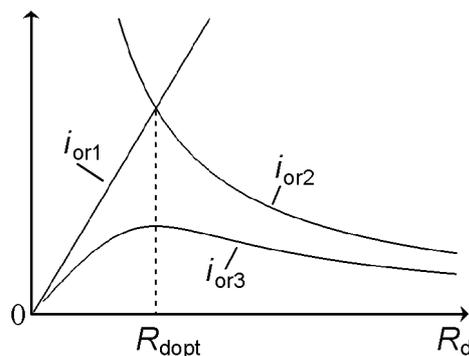


Fig. 75 Gráficas de i_{or1} , i_{or2} e i_{or3} en función de R_d .

$$i_{or1} = i_{or2} \Rightarrow R_d = R_{dopt} = \frac{\sqrt{L_1(C + C_d)}}{C_d} \quad (122)$$

Si se utiliza este valor óptimo de R_d , la condición de estabilidad asintótica de la dinámica cero (119) queda como sigue.

$$i_{or} < \frac{(\sqrt{L_1(C + C_d)} - \sqrt{L_1C})v_g^2}{L_1v_o} \quad (123)$$

En teoría, siempre se puede diseñar C_d para que esta expresión se cumpla con margen suficiente.

Como conclusión de este análisis, el convertidor ‘buck’ con filtro de entrada se puede utilizar como regulador descargador de batería si se amortigua el condensador del filtro y los parámetros cumplen la condición (119). Además, si se utiliza el valor óptimo de R_d (122), el rango de corrientes de salida admisibles es máximo y la condición de los parámetros se reduce a (123).

Comparación con otro método de diseño del filtro de entrada.

Una estrategia para diseñar reguladores con filtro de entrada consiste en diseñar primero el regulador, como si no tuviera filtro de entrada, y después diseñar el filtro para que las funciones de transferencia del regulador (la impedancia de salida, la ganancia de lazo, etc.) se modifiquen lo menos posible [42] [43]. Esta misma estrategia se puede utilizar para diseñar otros reguladores, con convertidores de tercer orden que no tienen filtro de entrada, si previamente se obtiene un modelo equivalente del convertidor que tenga filtro de entrada [45].

Para que las características del regulador con y sin filtro sean prácticamente iguales, se tienen que cumplir ciertas desigualdades entre módulos de funciones de transferencia. En todas las desigualdades aparece la impedancia de salida del filtro, $Z_s(j\omega)$. Si el módulo de la impedancia de salida del filtro, $|Z_s(j\omega)|$, es suficientemente pequeño, se cumplen todas las desigualdades. Las funciones con las que se debe comparar $Z_s(j\omega)$ dependen del tipo de convertidor y del tipo de control.

Por ejemplo, en el convertidor ‘buck’ con control de la corriente de salida de la Fig. 76, las condiciones sobre la impedancia de salida del filtro se reducen a [22] [52]:

$$|Z_s(j\omega)| \ll \frac{R}{D^2} \quad (124)$$

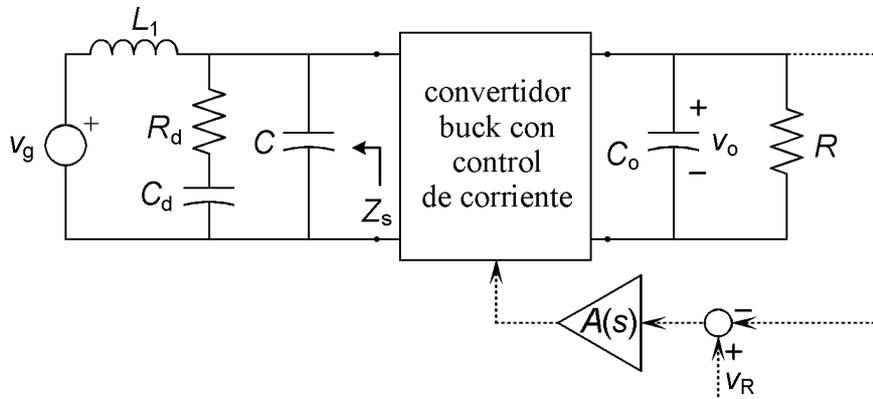


Fig. 76 Regulador 'buck' con filtro de entrada con doble lazo de control.

Para que la desigualdad (124) se cumpla más fácilmente se diseña el filtro de entrada para que su impedancia de salida sea mínima. Si el filtro de entrada tiene la forma de la Fig. 76, el módulo de su impedancia de salida, $|Z_s(j\omega)|$, tiene una frecuencia de resonancia, ω_s , en la cual tiene el máximo, como muestra la Fig. 77.

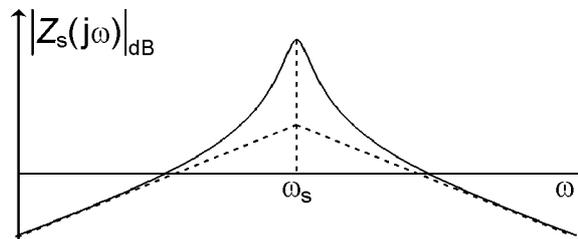


Fig. 77 Curva típica de $|Z_s(j\omega)|$ de la Fig. 76.

El valor de R_d se escoge para minimizar $|Z_s(j\omega_s)|$. Ese valor de R_d , que llamaremos R_{ds} , viene dado por la siguiente expresión [43]:

$$R_{ds} = Q_s \sqrt{\frac{L_1}{C}} \quad (125)$$

donde

$$Q_s = \sqrt{\frac{(4 + 3n)(2 + n)}{2n^2(4 + n)}} \quad (126)$$

$$n = \frac{C_d}{C} \quad (127)$$

Utilizando este valor de R_d , la desigualdad (124) se convierte en

$$\sqrt{\frac{2(2+n)}{n^2}} \sqrt{\frac{L_1}{C}} \ll \frac{R}{D^2} \quad (128)$$

Podemos comparar R_{ds} con R_{dopt} , el valor óptimo encontrado anteriormente en el análisis de estabilidad de la dinámica cero de este mismo convertidor (122).

$$R_{dopt} = \frac{\sqrt{L_1(C + C_d)}}{C_d} = Q_{opt} \sqrt{\frac{L_1}{C}} \quad (129)$$

donde

$$Q_{opt} = \sqrt{\frac{n+1}{n^2}} \quad (130)$$

y n es la misma (127). Si representamos Q_s y Q_{opt} en la misma gráfica en función de n obtenemos la Fig. 78.

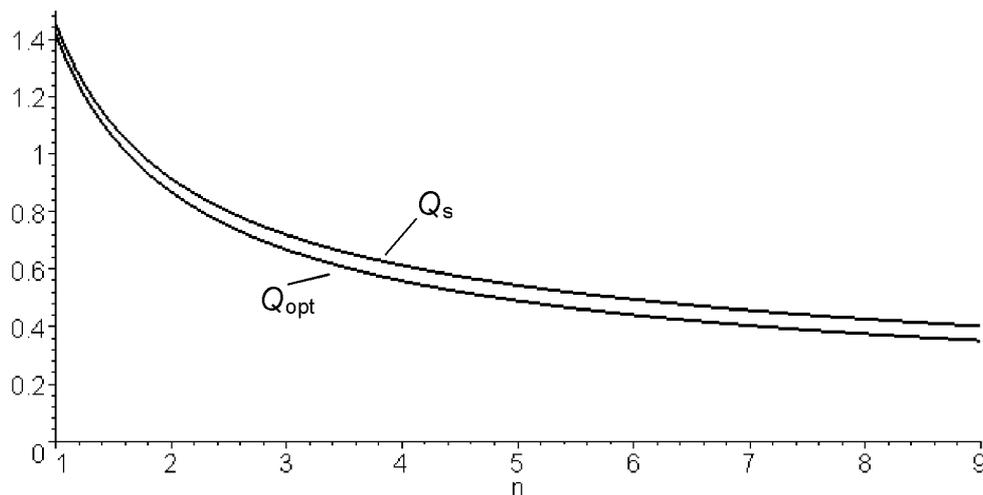


Fig. 78 Gráfica de Q_s y Q_{opt} en función de n .

Se observa que los dos métodos producen valores de R_d muy similares. Por ejemplo, si $n=3$ (el valor recomendado para n en [52]), la diferencia es menor de 8%.

Por otro lado, la condición de estabilidad asintótica de la dinámica cero cuando se utiliza R_{dopt} (123), teniendo que cuenta que $v_o = i_{or} R = v_g D$, se puede escribir como

$$\frac{1}{\sqrt{n+1}-1} \sqrt{\frac{L_1}{C}} < \frac{R}{D^2} \quad (131)$$

Esta desigualdad se puede comparar con la desigualdad (128). Se observa que los segundos miembros de ambas son iguales y los primeros miembros son muy similares. Por ejemplo, si $n=3$, los primeros miembros de (128) y (131) difieren en menos del 6%. Por lo tanto, el valor de C_d que se escoja para que se cumpla sobradamente una de las dos desigualdades hará que se cumpla automáticamente la otra.

Del análisis que se acaba de realizar se puede concluir que, en el convertidor ‘buck’ con filtro de entrada con control de la corriente de salida, los diseños de los componentes del filtro, R_d y C_d , para maximizar el rango de corrientes de salida con la dinámica cero estable o para minimizar la impedancia de salida del filtro, producen resultados muy similares.

3.3.2 Estabilización por acoplamiento magnético entre los dos inductores.

El acoplamiento magnético entre los dos inductores de los convertidores de tercer orden no disipa energía y solamente modifica los rizados de las corrientes en los inductores. Esta técnica se ha utilizado para reducir (o eliminar en el caso ideal) el rizado de corriente en alguno de los puertos de entrada o de salida [17], pero no se suele utilizar, como aquí, para mejorar el comportamiento dinámico del convertidor. El efecto estabilizador del acoplamiento magnético sobre la dinámica cero se descubrió en un estudio del convertidor de Cuk [38] y se ha investigado posteriormente en la mayoría de los convertidores básicos [7].

A continuación se revisa el modelo del acoplamiento magnético y se analiza su efecto sobre la dinámica cero en un ejemplo concreto.

Acoplamiento magnético entre inductores.

Dos bobinas están acopladas magnéticamente cuando la variación con el tiempo de la corriente que circula por una de ellas induce tensión en la otra y viceversa. Esto es debido a que, por la forma geométrica de los núcleos magnéticos, una parte del flujo magnético a través de cada bobina es producido por la corriente que circula por la otra. Este efecto se modela utilizando un coeficiente de inducción mutua entre las dos bobinas M , y se simboliza como muestra la Fig. 79.

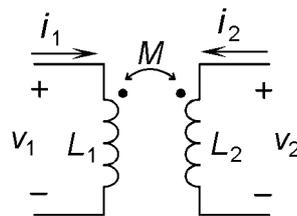


Fig. 79 Dos inductores acoplados.

Las ecuaciones que relacionan las corrientes y tensiones de la Fig. 79 son las siguientes:

$$\begin{aligned} v_1 &= L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} \\ v_2 &= M \frac{di_1}{dt} + L_2 \frac{di_2}{dt} \end{aligned} \tag{132}$$

donde L_1 y L_2 son los coeficientes de autoinducción de cada bobina. La inducción mutua se puede relacionar con L_1 y L_2 a través del coeficiente de acoplamiento magnético k .

$$M = k\sqrt{L_1L_2} \tag{133}$$

El coeficiente k está entre cero y uno. Un coeficiente $k=0$ indica que las bobinas están desacopladas, mientras que $k=1$ indica un acoplamiento magnético perfecto, es decir, que las bobinas comparten el 100% del flujo.

Un bipuerto equivalente al de la Fig. 79, que contiene un transformador ideal, está representado en la Fig. 80.

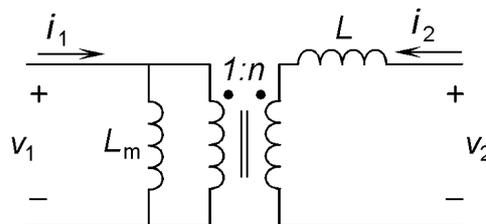


Fig. 80 Circuito equivalente a los dos inductores acoplados de la Fig. 79.

Las ecuaciones del circuito de la Fig. 80 son las siguientes:

$$\begin{aligned} v_1 &= L_m \frac{di_1}{dt} + nL_m \frac{di_2}{dt} \\ v_2 &= nL_m \frac{di_1}{dt} + n^2L_m \frac{di_2}{dt} + L \frac{di_2}{dt} \end{aligned} \tag{134}$$

Las relaciones entre los coeficientes de los dos circuitos para que sean equivalentes son las siguientes:

$$\begin{aligned}
 L_m &= L_1 \\
 n &= \frac{M}{L_1} = k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \\
 L &= L_2 - n^2 L_1 = L_2(1 - k^2)
 \end{aligned}
 \tag{135}$$

Dos bobinas con acoplamiento magnético perfecto ($k=1$) se pueden modelar con el circuito de la Fig. 80 con $L=0$. En ese caso n representa la relación de espiras y a L_m se le llama inductancia de magnetización. Por otro lado, se pueden construir dos inductores con acoplamiento magnético cualquiera, según el circuito de la Fig. 80, a partir de dos bobinas con acoplamiento perfecto en serie con una bobina desacoplada.

Ejemplo: El convertidor ‘buck’ con filtro de entrada con los inductores acoplados.

Continuamos con el ejemplo del convertidor ‘buck’ con filtro de entrada. Mostraremos como el acoplamiento magnético entre los dos inductores estabiliza la dinámica cero. Un modelo del circuito en modo continuo está representado en la Fig. 81.

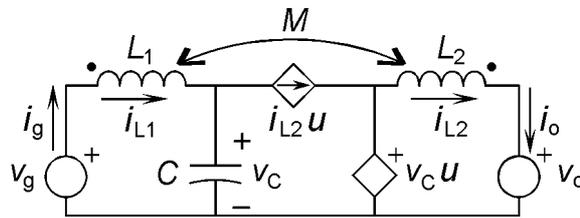


Fig. 81 Modelo con fuentes controladas en modo continuo del convertidor ‘buck’ con filtro de entrada con los inductores acoplados.

Las ecuaciones de este sistema, tomando como salida el error de la corriente i_o , son las siguientes:

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{L1}}{dt} &= \frac{L_2 v_g - M v_o + (M u - L_2) v_C}{L_1 L_2 - M^2} \\
 \frac{dv_C}{dt} &= \frac{i_{L1} - i_{L2} u}{C} \\
 \frac{di_{L2}}{dt} &= \frac{M v_g - L_1 v_o + (L_1 u - M) v_C}{L_1 L_2 - M^2} \\
 y &= i_{L2} - i_{or}
 \end{aligned}
 \tag{136}$$

Siguiendo el mismo procedimiento descrito en apartados anteriores, se encuentra que el grado relativo vale uno y que la dinámica cero linealizada tiene el siguiente polinomio característico de segundo grado.

$$p(s) = s^2 + a_1 s + a_0$$

$$a_1 = \frac{i_{or}(M v_g - L_1 v_o)}{v_g^2 L_1 C} \quad a_0 = \frac{1}{L_1 C} \quad (137)$$

Comparando este polinomio con (104) se observa el efecto estabilizador del acoplamiento magnético.

Teniendo en cuenta que i_{or} es positivo, el sistema será de fase mínima si el coeficiente de inducción mutua M cumple:

$$M > L_1 \frac{v_o}{v_g} \quad (138)$$

Aparentemente, esta condición es fácil de cumplir. Sin embargo, el coeficiente M afecta a los rizados de las corrientes de entrada y de salida, y puede ser que las especificaciones de rizado de estas corrientes sean incompatibles con la condición (138). En este caso, los rizados de las corrientes i_g e i_o tienen forma de onda triangular y se puede comprobar que el cociente entre las amplitudes de pico a pico de ambos rizados viene dado por:

$$\frac{\Delta i_g}{\Delta i_o} = \frac{M}{L_1} \quad (139)$$

Por lo tanto, no se puede especificar un rizado de i_g mucho menor que el rizado de i_o y al mismo tiempo cumplir la desigualdad (138).

Por otro lado, para valores pequeños de la corriente de salida, el coeficiente a_1 de (137) puede ser muy pequeño y por lo tanto la dinámica cero puede estar muy poco amortiguada, lo que puede ser indeseable. Se debe diseñar M , si es posible, para que cuando i_{or} sea mínimo, el amortiguamiento sea aceptable. Si el valor mínimo de i_{or} es cero o si la especificación de rizado de la corriente de entrada es muy restrictiva, es necesario combinar esta técnica con el amortiguamiento del condensador intermedio para que la dinámica cero sea asintóticamente estable en todo el rango de funcionamiento.

Si se utilizan conjuntamente las dos técnicas explicadas de estabilización de la dinámica cero, tomando para R_d su valor óptimo (122), las condiciones sobre los parámetros para que el sistema sea de fase mínima son las siguientes:

$$\begin{aligned}
\text{si } (L_1 v_o - M v_g) > 0 &\Rightarrow i_{or} < \frac{(\sqrt{(C+C_d)L_1} - \sqrt{CL_1})v_g^2}{L_1 v_o - M v_g} \\
\text{si } (L_1 v_o - M v_g) < 0 &\Rightarrow i_{or} > \frac{(\sqrt{(C+C_d)L_1} - \sqrt{CL_1})v_g^2}{L_1 v_o - M v_g}
\end{aligned} \tag{140}$$

Estas condiciones se pueden resumir en la siguiente desigualdad

$$i_{or}(L_1 v_o - M v_g) < (\sqrt{(C+C_d)L_1} - \sqrt{CL_1})v_g^2 \tag{141}$$

Como era de esperar, esta desigualdad se reduce a (123) cuando $M=0$ y a (138) cuando $C_d=0$.

El condensador C_d se debe diseñar para que la desigualdad (141) se cumpla en el caso peor. El coeficiente M afecta a los rizados de las corrientes de entrada y de salida y se debe diseñar teniendo en cuenta las especificaciones de rizado de estas corrientes. Sin embargo, un coeficiente $M>0$ ayuda a aumentar el margen de valores de i_{or} con la dinámica cero estable, respecto al caso de $M=0$.

3.3.3 Estabilización de la dinámica cero de convertidores reversibles.

Combinando un ‘buck’ con filtro de entrada y un ‘boost’ con filtro de salida, con interruptores reversibles en corriente, se obtiene el convertidor de la Fig. 82, que puede utilizarse en un regulador cargador/descargador de batería cuando $v_{bat}>v_{bus}$.

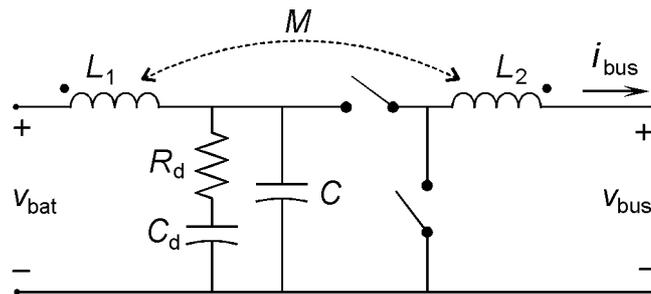


Fig. 82 Convertidor reversible que se puede utilizar en un regulador cargador/descargador de batería.

Las condiciones para que la corriente que se inyecta o se absorbe del bus, i_{bus} , en este convertidor reversible, sea de fase mínima, se han obtenido anteriormente en el análisis del ‘buck’ con filtro de entrada y se repiten a continuación.

$$R_d = R_{dopt} = \frac{\sqrt{(C+C_d)L_1}}{C_d} \tag{142}$$

$$i_{bus} (L_1 v_{bus} - M v_{bat}) < \left(\sqrt{(C + C_d)L_1} - \sqrt{CL_1} \right) v_{bat}^2 \quad (143)$$

En la desigualdad (143), i_{bus} es positiva cuando el convertidor actúa como BDR y es negativa cuando actúa como BCR. Estas condiciones se pueden utilizar para diseñar M , C_d y R_d . El coeficiente M está sujeto a las especificaciones de rizado de las corrientes de entrada y de salida, pero, si es posible, se debe escoger para anular el primer miembro de la desigualdad (143), lo que permite maximizar el rango de valores de i_{bus} con la dinámica cero estable. El valor de C_d se debe escoger para que desigualdad (143) se cumpla en el caso peor. Finalmente, R_d se obtiene aplicando (142).

3.4 Clasificación de los convertidores básicos como cargadores o descargadores de batería.

En este apartado se presentan los resultados del análisis de estabilidad de la dinámica cero de los convertidores de tercer orden seleccionados en el capítulo anterior.

Todos esos convertidores se han analizado en un trabajo anterior [7] pensando en la aplicación de BDR. En aquel trabajo no se encontró ningún convertidor elevador de fase mínima con la corriente de salida discontinua (aunque sí alguno reductor). En esta tesis se consideran las aplicaciones de BDR y de BCR y se han descartado de entrada los casos con la corriente discontinua en el puerto del bus, donde se debe controlar la corriente.

Los análisis se han realizado en el caso general en que se amortigua el condensador intermedio y se acoplan entre sí los dos inductores. En todos los convertidores analizados se ha encontrado una región de los parámetros con el sistema de fase mínima. Por lo tanto, podemos clasificar los convertidores como aptos para BDR si su corriente de salida es continua y aptos para BCR si su corriente de entrada es continua, siempre que se escojan los valores de sus parámetros adecuadamente.

Los convertidores han sido agrupados por parejas de convertidores simétricos, de forma que con un sólo análisis se resuelve un caso de un convertidor como BDR y de otro convertidor como BCR.

Los convertidores analizados están dibujados en la Fig. 83.

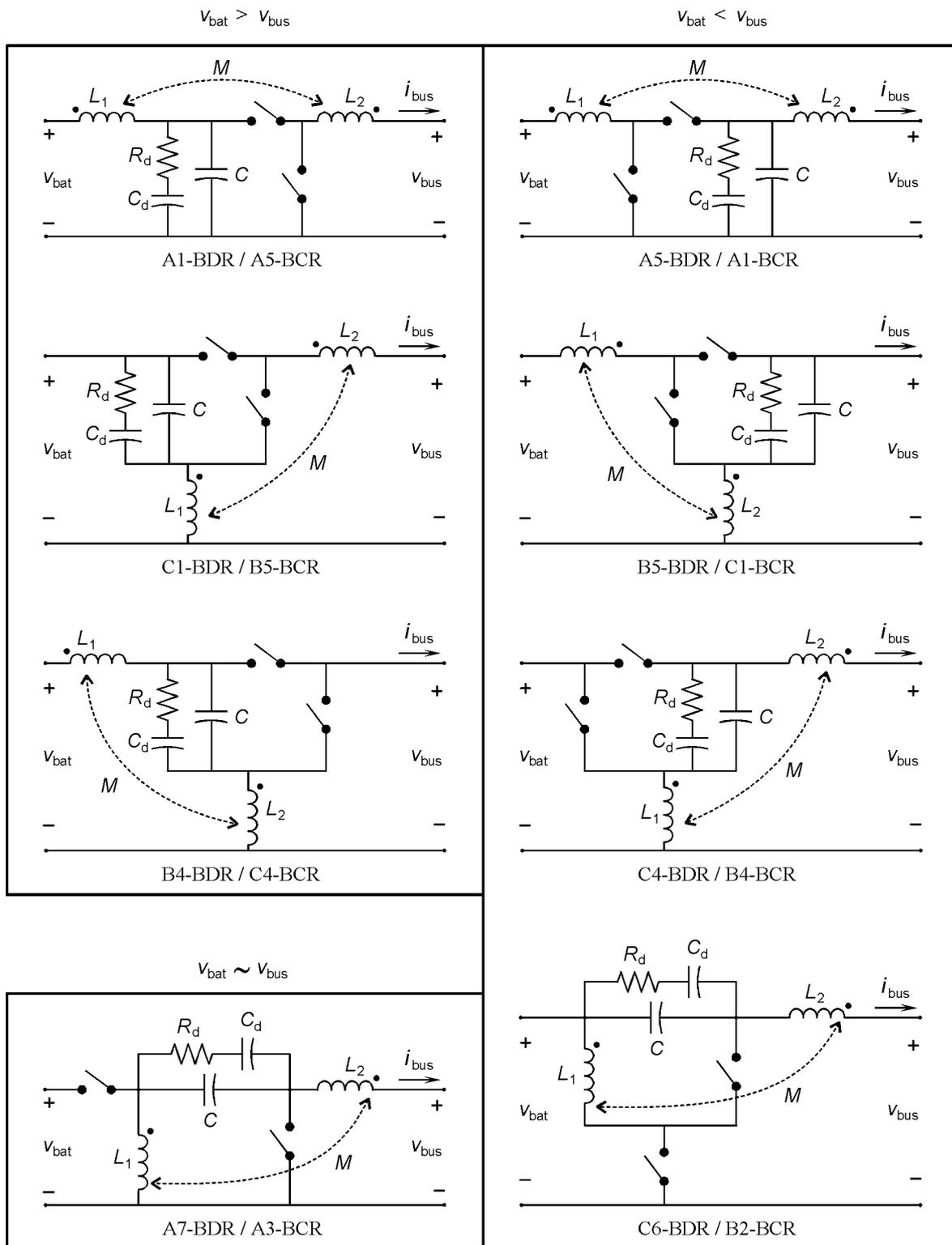


Fig. 83 Convertidores de tercer orden analizados como cargadores o descargadores de batería.

Los convertidores de la Fig. 83, además de estar emparejados (cada dibujo representa dos convertidores), están agrupados según la relación entre la tensión del bus y la tensión de la batería.

Los resultados del análisis se han agrupado siguiendo el mismo criterio de la Fig. 83 y se presentan en tres tablas. En la Tabla 8 están las condiciones que deben cumplir los parámetros de los convertidores para que la corriente i_{bus} sea de fase mínima, en los casos en que la tensión de la batería está por encima de la tensión del bus. En la Tabla 9 están los casos en que la tensión de la batería puede estar por encima o por debajo de la tensión del bus y en la Tabla 10 los casos en que la tensión de la batería está por debajo de la tensión del bus.

TABLA 8 CONDICIONES EN LOS PARÁMETROS PARA COMPORTAMIENTO DE FASE MÍNIMA. $V_{BAT} > V_{BUS}$

A1-BDR / A5-BCR	$R_{dopt} = \frac{\sqrt{(C + C_d)L_1}}{C_d}$
	$i_{bus}(L_1 v_{bus} - M v_{bat}) < \left(\sqrt{(C + C_d)L_1} - \sqrt{CL_1} \right) v_{bat}^2$
C1-BDR / B5-BCR	$R_{dopt} = \frac{\sqrt{(C + C_d)L_1}}{C_d}$
	$i_{bus}(L_1 v_{bus} - (L_1 - M) v_{bat}) < \left(\sqrt{(C + C_d)L_1} - \sqrt{CL_1} \right) v_{bat}^2$
B4-BDR / C4-BCR	$R_{dopt} = \frac{\sqrt{(C + C_d)(L_1 + L_2 + 2M)}}{C_d}$
	$i_{bus}((L_1 + L_2 + 2M)v_{bus} - (L_2 + M)v_{bat}) < \left(\sqrt{(C + C_d)(L_1 + L_2 + 2M)} - \sqrt{C(L_1 + L_2 + 2M)} \right) v_{bat}^2$

TABLA 9 CONDICIONES EN LOS PARÁMETROS PARA COMPORTAMIENTO DE FASE MÍNIMA. $V_{BAT} \sim V_{BUS}$

A7-BDR / A3-BCR	$L_1 + M > 0$
	$R_{dopt} = \frac{\sqrt{(C + C_d)(L_1 + M)(v_{bat} + v_{bus})v_{bat}}}{C_d v_{bat}}$
	$i_{bus}(L_1 v_{bus} - Mv_{bat}) < \left(\sqrt{(C + C_d)(L_1 + M)(v_{bat} + v_{bus})v_{bat}} - \sqrt{C(L_1 + M)(v_{bat} + v_{bus})v_{bat}} \right) v_{bat}$

TABLA 10 CONDICIONES EN LOS PARÁMETROS PARA COMPORTAMIENTO DE FASE MÍNIMA. $V_{BAT} < V_{BUS}$

A5-BDR / A1-BCR	$M > 0$ $R_{dopt} = \frac{\sqrt{(C + C_d)M v_{bat} v_{bus}}}{C_d v_{bat}}$ $i_{bus}(L_1 v_{bus} - M v_{bat}) < \left(\sqrt{(C + C_d)M v_{bat} v_{bus}} - \sqrt{C M v_{bat} v_{bus}} \right) v_{bat}$
B5-BDR / C1-BCR	$L_2 - M > 0$ $R_{dopt} = \frac{\sqrt{(C + C_d)(L_2 - M) v_{bat} v_{bus}}}{C_d v_{bat}}$ $i_{bus}((L_1 + L_2 - 2M) v_{bus} - (L_2 - M) v_{bat}) < \left(\sqrt{(C + C_d)(L_2 - M) v_{bat} v_{bus}} - \sqrt{C(L_2 - M) v_{bat} v_{bus}} \right) v_{bat}$
C4-BDR / B4-BCR	$L_1 + M > 0$ $R_{dopt} = \frac{\sqrt{(C + C_d)(L_1 + M) v_{bat} v_{bus}}}{C_d v_{bat}}$ $i_{bus}(L_1 v_{bus} - (L_1 + M) v_{bat}) < \left(\sqrt{(C + C_d)(L_1 + M) v_{bat} v_{bus}} - \sqrt{C(L_1 + M) v_{bat} v_{bus}} \right) v_{bat}$
C6-BDR / B2-BCR	$M > 0$ $R_{dopt} = \frac{\sqrt{(C + C_d)M v_{bat} v_{bus}}}{C_d v_{bat}}$ $i_{bus}(L_1 v_{bus} - M v_{bat}) < \left(\sqrt{(C + C_d)M v_{bat} v_{bus}} - \sqrt{C M v_{bat} v_{bus}} \right) v_{bat}$

En todos los casos se ha encontrado la misma pauta durante el análisis de estabilidad de la dinámica cero que en el ‘buck’ con filtro de entrada. Por eso, en todos los casos se ha encontrado un valor óptimo para R_d y se han reducido las condiciones de estabilidad de la dinámica cero a una sola desigualdad.

No siempre es necesario utilizar las dos técnicas para conseguir un sistema de fase mínima. Cuando alguna de ellas no se utiliza, se pueden particularizar los resultados del análisis haciendo tender M a cero, cuando no se acoplan los inductores, o haciendo tender C_d a cero, cuando no se amortigua el condensador.

Los resultados de estas tablas se pueden utilizar para diseñar la red R_d-C_d y el coeficiente M de cada convertidor de la Fig. 83, cuando se usa como BDR, como BCR o cuando se utiliza como BDR/BCR reversible.

En todos los casos es recomendable utilizar la red R_d-C_d para amortiguar la dinámica cero con corrientes próximas a cero.

El acoplamiento magnético es útil por varios motivos:

- Puede convertir un sistema de grado relativo dos en otro de grado relativo uno, que es más fácil de controlar, como en el caso del convertidor ‘buck’ con filtro de entrada actuando como BCR (A1-BCR).
- En la mayoría de los casos ayuda a ampliar el margen de estabilidad de la dinámica cero, como en el ejemplo del ‘buck’ con filtro de entrada como BDR.
- En algunos casos proporciona un grado de libertad adicional para diseñar los rizados de las corrientes de entrada y de salida, como veremos en los ejemplos numéricos del capítulo siguiente.

3.5 Conclusiones.

De los convertidores seleccionados en el capítulo anterior, se han escogido los que inyectan o absorben del bus una corriente no discontinua y se ha analizado su dinámica cero. En todos los convertidores analizados es posible estabilizar la dinámica cero y por lo tanto son de fase mínima si se escogen los parámetros adecuadamente. Algunos de estos convertidores necesitan estabilizar su dinámica cero acoplando magnéticamente los dos inductores. Por otro lado, en los convertidores de tercer orden, es conveniente amortiguar la dinámica cero utilizando una red R-C en paralelo con el condensador intermedio.

Una conclusión importante de este capítulo es que hay por lo menos un convertidor de fase mínima para cada una de las aplicaciones consideradas.

Una propiedad adicional que tienen todos estos convertidores es que la corriente que se debe controlar tiene grado relativo uno o puede hacerse de grado relativo uno acoplando los inductores. Esto permite agrupar todos los reguladores, desde el punto de vista del control, bajo la etiqueta de sistemas de fase mínima de grado relativo uno. En este tipo de sistemas se aplica directamente la teoría de control en modo deslizante, como veremos en el capítulo siguiente.

CAPÍTULO 4

CONTROL EN MODO DESLIZANTE DE REGULADORES CARGADORES Y DESCARGADORES DE BATERÍA.

En este capítulo se ponen las bases que permiten diseñar con ciertas garantías el sistema de control de los reguladores cargadores y descargadores de batería, utilizando comparadores con histéresis como elementos generadores de la señal de control. Esto se hace a partir de la teoría de sistemas de estructura variable con modos deslizantes difundida principalmente por V.I. Utkin. Como veremos, resulta fundamental para poder aplicar este tipo de control, que la corriente que el convertidor inyecta o absorbe del bus tenga grado relativo uno y sea de fase mínima.

El capítulo comienza con el repaso de los conceptos del control en modo deslizante. Esa teoría se utiliza a continuación para diseñar el control de corriente de los convertidores de fase mínima obtenidos en el capítulo anterior. Posteriormente se diseña el lazo de control de la tensión del bus. Por último, los métodos de diseño encontrados se ponen en práctica en ejemplos numéricos que se corroboran mediante simulación.

4.1 Repaso de las bases del control en modo deslizante.

Los conceptos y definiciones de este apartado se han extraído de la teoría de sistemas de estructura variable desarrollada hace más de treinta años en Rusia [61], [62], y que comenzó a aplicarse en convertidores conmutados hace algo más de quince años [65], [55], [56]. Algunos de estos conceptos están relacionados con los explicados en el apartado 3.1.1 [57].

4.1.1 Sistemas de estructura variable con modos deslizantes.

Un sistema de estructura variable consiste en un conjunto de subsistemas continuos junto con una lógica de conmutación adecuada. Una propiedad interesante de los sistemas de estructura variable es la posible existencia de modos deslizantes en las superficies de discontinuidad de la estructura. Si la trayectoria del sistema alcanza las proximidades de una región en la que existe un modo deslizante, el movimiento ya no se alejará de la región excepto posiblemente a través de las fronteras de la región.

Por ejemplo, supongamos que en un sistema de estructura variable de segundo orden existe un modo deslizante en un segmento del plano de fase, R . Entonces, las trayectorias que tocan el segmento R , permanecen sobre R excepto si llegan a los extremos del segmento, donde, posiblemente, pueden escapar de la región (Fig. 84).

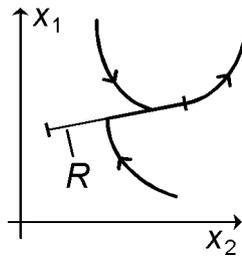


Fig. 84 Trayectorias en el plano de fase de un sistema de estructura variable de segundo orden.

A R también se le llama región de deslizamiento. Cuando la trayectoria evoluciona sobre la región R se dice que el sistema está en modo deslizante. Cuando se encuentra en modo deslizante un sistema puede tener cualquier comportamiento dinámico, como tender hacia un punto de equilibrio asintóticamente estable dentro de R o seguir una trayectoria de amplitud creciente que lo lleve a abandonar la región de deslizamiento.

Para que exista un modo deslizante en una superficie de discontinuidad entre dos estructuras, las trayectorias a ambos lados de la superficie deben dirigirse hacia la superficie.

4.1.2 Los convertidores como sistemas de estructura variable.

Los convertidores analizados en los capítulos anteriores son sistemas con una sola entrada de control, lineales con respecto al control y se pueden describir de la forma genérica siguiente.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ x &\in \mathfrak{R}^n \quad u \in \mathfrak{R} \end{aligned} \quad (144)$$

La señal de control u es discontinua y puede tomar los valores cero o uno. Sus puntos de discontinuidad corresponden con los cambios de estructura del convertidor. Los convertidores son, por lo tanto, sistemas de estructura variable.

Control en modo deslizante.

Definimos la siguiente ley de control o lógica de conmutación:

$$u = \begin{cases} 1 & s(x) > 0 \\ 0 & s(x) < 0 \end{cases} \quad (145)$$

La función $s(x)$ se denomina función de conmutación y determina la siguiente superficie de dimensión $n-1$.

$$S = \{x \in \mathfrak{R}^n : s(x) = 0\} \quad (146)$$

La superficie S se denomina superficie de discontinuidad o superficie de conmutación. Si hay alguna región R donde existe un modo deslizante, es un subconjunto de S , $R \subset S$.

Se dice que el convertidor está controlado en modo deslizante cuando se utiliza la ley de control (145) y hay una región R donde existe un modo deslizante.

Existencia de modo deslizante.

En las proximidades de los puntos de R , la función de conmutación $s(x)$ y su derivada temporal deben tener signos contrarios para que las trayectorias tiendan hacia S . Las condiciones de existencia de modo deslizante se pueden expresar de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} \frac{ds}{dt} &< 0 \quad \text{si} \quad u = 1 \\ \frac{ds}{dt} &> 0 \quad \text{si} \quad u = 0 \end{aligned} \quad (147)$$

El conjunto de los puntos de S donde se cumpla (147) será una región de deslizamiento.

Regulación ideal en modo deslizante.

La posible creación de un modo deslizante se puede aprovechar como se explica a continuación. Supongamos que un convertidor debe regular la tensión de su salida, v_o , a un valor constante, V_r . Supongamos que se utiliza una ley de control de la forma (145) con la siguiente función de conmutación.

$$s = V_r - v_o \quad (148)$$

La superficie de conmutación correspondiente es la siguiente.

$$S = \{x \in \mathfrak{R}^n : v_o = V_r\} \quad (149)$$

Si S fuera una región de deslizamiento y la trayectoria alcanzara esa superficie de deslizamiento, se habría conseguido una regulación ideal del sistema, porque a partir de entonces evolucionaría en modo deslizante cumpliendo siempre $v_o = V_r$.

Poder conseguir funciones del sistema invariantes, como en este ejemplo, es lo que ha impulsado el estudio de los sistemas de estructura variable con modos deslizantes.

4.1.3 Control en modo deslizante con frecuencia de conmutación finita.

Ley de control con 'boundary layer'.

La ley de control (145) no es físicamente realizable, porque implicaría, en el caso de modo deslizante, una frecuencia de conmutación infinita. Una forma más realista de especificar la lógica de conmutación es la siguiente [62].

$$u = \begin{cases} 1 & s(x) \geq \Delta \\ 0 & s(x) \leq -\Delta \end{cases} \quad (150)$$

$$u \in \{0,1\} \quad |s(x)| \leq \Delta$$

Siendo Δ una constante positiva. Con esta ley de control, la frecuencia de conmutación en modo deslizante puede ser finita. A cambio, el movimiento deslizante no ocurrirá estrictamente sobre la superficie $s(x)=0$, sino en un entorno de ella denominado 'boundary layer' que cumple $|s(x)| \leq \Delta$.

Obsérvese que u no está determinado cuando $|s(x)| < \Delta$, esto deja abierta la forma de implementar la ley de control. Una posibilidad es que u mantenga el valor que tenía la última vez que $|s|$ fue igual a Δ . Se dice en ese caso que el control tiene histéresis.

Definición de modo deslizante.

En el sistema (144), la región R , que pertenece a la superficie de conmutación S definida en (146), es una región de deslizamiento, o una región en la cual el sistema entra en modo deslizante, si:

1) Ninguna de las trayectorias de las dos estructuras contiguas a la superficie de conmutación está contenida en R .

2) Para cualquier ε positivo, se pueden encontrar dos números positivos Δ y δ tales que cualquier trayectoria del sistema (144) con el control (150), que comience en un entorno de R de dimensión n y radio δ , solamente puede abandonar el entorno de R de dimensión n y radio ε en un entorno de la frontera de R de radio ε (Fig. 85).

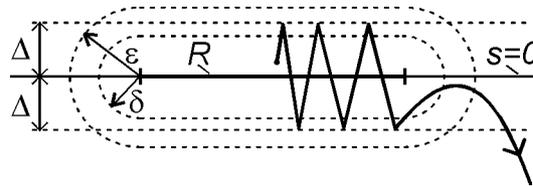


Fig. 85 Posible trayectoria de un sistema en las proximidades de una región de deslizamiento R .

Dinámica deslizante ideal.

De la definición anterior se desprende que la trayectoria en modo deslizante se puede hacer todo lo próxima que se quiera a $s=0$, en la región R , escogiendo el valor de Δ suficientemente pequeño. La dinámica del sistema en modo deslizante cuando Δ tiende a cero se conoce como dinámica deslizante ideal.

4.1.4 Método del control equivalente.

El método del control equivalente es un procedimiento que permite obtener las condiciones de existencia de deslizamiento sobre la superficie de conmutación y las ecuaciones de la dinámica deslizante ideal correspondiente.

Control equivalente.

Supongamos que en el sistema (144) se utiliza el control (150). El control equivalente, $u_{EQ}(x)$, se obtiene de igualar a cero la primera derivada temporal de $s(x)$ a lo largo de las trayectorias del sistema, y de la ecuación resultante despejar el control u .

$$\dot{s} = \nabla s(x) \cdot \dot{x} = \nabla s(x) \cdot (f(x) + g(x)u) = 0 \Rightarrow u = u_{EQ}(x) \quad (151)$$

Condiciones de existencia de deslizamiento.

Para que exista el control equivalente, es una condición necesaria que aparezca u explícitamente en la ecuación (151) es decir, que se cumpla:

$$\nabla s(x) \cdot g(x) \neq 0 \quad (152)$$

Esta condición es conocida como condición de ‘transversalidad’ [55], [56].

Para que S sea una región de deslizamiento es necesario que la ecuación del control equivalente (151) tenga solución (en los puntos de S) y que esa solución satisfaga las siguientes desigualdades:

$$0 \leq u_{EQ}(x) \leq 1 \quad (153)$$

Las condiciones (152) y (153) son equivalentes a (147) [62].

Ecuaciones de la dinámica deslizante ideal.

Si existe una región de deslizamiento, se puede utilizar el control equivalente para encontrar las ecuaciones de la dinámica deslizante ideal. El procedimiento consiste en sustituir el control equivalente en las ecuaciones del sistema original (144) y asignar las condiciones iniciales sobre la región de deslizamiento. La dinámica de orden $n-1$ resultante es la misma dinámica que se obtiene con el control (150) haciendo el límite cuando Δ tiende a cero, es decir, la dinámica deslizante ideal. Este resultado está demostrado para sistemas lineales con respecto al control como (144) [62].

4.1.5 Región de deslizamiento alrededor de un punto de equilibrio.

Los reguladores que se estudian en esta tesis contienen un punto de equilibrio y evolucionan la mayor parte del tiempo en sus proximidades. En este apartado vamos a comprobar que si la superficie de conmutación contiene un punto de equilibrio del sistema (144) para un valor del control entre cero y uno, y se cumple la condición de ‘transversalidad’, entonces eligiendo adecuadamente el signo de la función de conmutación, se puede crear una región de deslizamiento alrededor de ese punto. Además, también será un punto de equilibrio de la dinámica deslizante ideal.

Existencia de una región de deslizamiento.

Supongamos que la superficie de conmutación S (146) contiene un punto de equilibrio x_e del sistema (144), es decir:

$$\begin{aligned} 0 &= f(x_e) + g(x_e)u_e \\ 0 &= s(x_e) \end{aligned} \quad (154)$$

donde la señal de control en equilibrio, u_e , está entre cero y uno.

$$0 < u_e < 1 \quad (155)$$

Supongamos que se cumple la condición de ‘transversalidad’ (152) alrededor del punto de equilibrio y además:

$$\nabla s(x_e) \cdot g(x_e) < 0 \quad (156)$$

Si no se cumpliera esta desigualdad, volveríamos a definir la función de conmutación $s(x)$ con signo contrario para hacerla cumplir.

Calculamos la derivada temporal de $s(x)$ en ese punto y la simplificamos utilizando (154).

$$\frac{ds}{dt}(x_e) = \nabla s(x_e) \cdot (f(x_e) + g(x_e)u) = \nabla s(x_e) \cdot g(x_e)(u - u_e) \quad (157)$$

A partir de esta expresión, utilizando (155) y (156), es fácil comprobar que las condiciones (147) se cumplen en el punto x_e .

$$\begin{aligned} \text{si } u = 1 &\Rightarrow \frac{ds}{dt}(x_e) = \nabla s(x_e) \cdot g(x_e)(1 - u_e) < 0 \\ \text{si } u = 0 &\Rightarrow \frac{ds}{dt}(x_e) = -\nabla s(x_e) \cdot g(x_e)u_e > 0 \end{aligned} \quad (158)$$

Por lo tanto, teniendo en cuenta que f , g y s son continuas con x , se puede asegurar que alrededor de x_e existirá una región de deslizamiento.

Estado de equilibrio de la dinámica deslizante ideal.

Por otro lado, hay que comprobar que x_e es un punto de equilibrio de la dinámica deslizante ideal. Comenzaremos comprobando que el control equivalente en x_e es igual a u_e . El control equivalente es la solución de la ecuación (151).

$$u_{EQ}(x) = -\frac{\nabla s(x) \cdot f(x)}{\nabla s(x) \cdot g(x)} \quad (159)$$

A partir de (154) se obtiene:

$$f(x_e) = -u_e g(x_e) \quad (160)$$

Puesto que u_e es un escalar positivo, se deduce que los vectores f y g están alineados en el punto x_e y tienen sentidos opuestos, por lo tanto:

$$u_e = \frac{\|f(x_e)\|}{\|g(x_e)\|} \quad (161)$$

En la Fig. 86 podemos ver una representación geométrica de estos vectores, junto con el gradiente de $s(x)$, en el punto x_e .

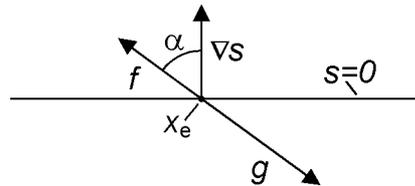


Fig. 86 Representación geométrica de los vectores $f(x_e)$, $g(x_e)$ y $\nabla s(x_e)$.

El ángulo entre los vectores $f(x_e)$ y $\nabla s(x_e)$ es α y el ángulo entre los vectores $g(x_e)$ y $\nabla s(x_e)$ es $\pi - \alpha$. Utilizando la definición geométrica del producto escalar podemos calcular el control equivalente en x_e .

$$u_{EQ}(x_e) = -\frac{\|\nabla s(x_e)\| \|f(x_e)\| \cos(\alpha)}{\|\nabla s(x_e)\| \|g(x_e)\| \cos(\pi - \alpha)} = \frac{\|f(x_e)\|}{\|g(x_e)\|} = u_e \quad (162)$$

Sustituyendo el control equivalente en las ecuaciones del sistema se obtiene la dinámica deslizante ideal y particularizando en x_e se encuentra que éste es un punto de equilibrio.

$$f(x_e) + g(x_e) u_{EQ}(x_e) = f(x_e) + g(x_e) u_e = 0 \quad (163)$$

4.1.6 Relación entre la dinámica deslizante ideal y la dinámica cero.

Es conveniente que el movimiento deslizante tienda hacia un punto de equilibrio asintóticamente estable en los convertidores conmutados que deben actuar de reguladores. Cualquier otro comportamiento dinámico puede provocar un estrés innecesario en los componentes o que la trayectoria salga de la región de deslizamiento.

En el apartado anterior hemos visto que si la superficie de conmutación contiene el punto de equilibrio deseado del sistema y se cumple la condición de ‘transversalidad’, es posible crear una región de deslizamiento alrededor de él. En este apartado resaltamos que para determinar la estabilidad de ese punto de equilibrio se puede utilizar el resultado del análisis de la dinámica cero.

Supongamos que en el sistema (144) existe un punto de equilibrio contenido en la superficie de conmutación, es decir, que se cumple (154). Si tomamos $y=s(x)$, el sistema tiene la forma (68) y podemos calcular su grado relativo. La condición de ‘transversalidad’ es equivalente a que el grado relativo valga uno en un entorno de x_e .

Por otro lado, es fácil comprobar que el procedimiento para encontrar la dinámica cero en un sistema con grado relativo uno es idéntico al método del control equivalente para encontrar la dinámica deslizante ideal. Se puede comprobar que la dinámica cero del sistema, corresponde con la dinámica deslizante ideal, si ésta existe [57].

En resumen, en los reguladores con control en modo deslizante debe haber un punto de equilibrio asintóticamente estable en la región de deslizamiento ($s(x_e)=0$). Una condición necesaria es que, tomando $y=s(x)$, el sistema sea de grado relativo uno. Por otro lado, que ese punto de equilibrio sea asintóticamente estable es equivalente a que el sistema sea de fase mínima.

4.1.7 Estabilidad en gran señal.

Si existe una región de deslizamiento alrededor del punto de equilibrio x_e , se puede asegurar que si las condiciones iniciales están suficientemente cerca de x_e entonces la trayectoria del sistema llegará a la región de deslizamiento. Si además el punto de equilibrio de la dinámica deslizante ideal es asintóticamente estable y Δ es suficientemente pequeño entonces la trayectoria ‘deslizará’ hacia el estado de equilibrio. Además, perturbaciones ‘pequeñas’ no sacarán al sistema del modo deslizante.

Para conocer con precisión la cuenca de atracción del estado de equilibrio o la magnitud de las perturbaciones que soporta el sistema, es necesario un análisis más detallado de cada caso concreto. Este análisis puede ser riguroso, utilizando por ejemplo funciones de Lyapunov [32], o aproximado, utilizando la simulación numérica [4]. En esta tesis se ha considerado que el sistema tiene robustez suficiente si se comprueba mediante simulación numérica que soporta una serie de perturbaciones de gran señal en los casos peores de los valores de los parámetros.

4.2 Aplicación del control en modo deslizante en reguladores conmutados.

El control en modo deslizante tiene aplicación inmediata en la regulación de convertidores. En este apartado se explica como controlar la corriente del convertidor y como regular la tensión con un segundo lazo, utilizando los conceptos del control en modo deslizante. Los métodos de diseño se aplican directamente en los reguladores cargadores y descargadores de batería de un bus regulado. Los procedimientos se ilustran con ejemplos numéricos y con simulaciones.

4.2.1 Control de corriente.

A continuación se explica como controlar en modo deslizante la corriente de salida, i_o , de un convertidor continua – continua como los analizados en los capítulos anteriores (Fig. 87).

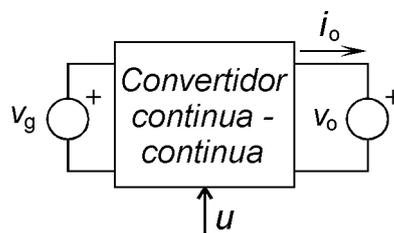


Fig. 87 Convertidor continua – continua.

Condiciones de existencia de deslizamiento.

Para crear una región de deslizamiento que cumpla el objetivo de control escogemos la siguiente función de conmutación.

$$s(x) = i_o - i_{or} \quad (164)$$

Donde i_{or} es igual a la corriente de salida deseada.

Suponemos que el sistema tiene un estado de equilibrio x_e con $i_o=i_{or}$ para un valor de u entre cero y uno. Suponemos también que tomando $y=s(x)$ el sistema es de grado relativo uno y es de fase mínima. Todo esto es posible en todos los convertidores de tercer orden de la Fig. 83 además del 'buck'.

Puesto que el sistema es de fase mínima el punto de equilibrio de la dinámica deslizante ideal, si ésta existe, será asintóticamente estable. La dinámica real se acercará a la ideal cuando Δ se acerque a cero.

Las condiciones que se deben cumplir en la región de deslizamiento, particularizando (147), son las siguientes.

$$\begin{aligned} \frac{ds}{dt} &= \frac{di_o}{dt} - \frac{di_{or}}{dt} < 0 & \text{si } u = 1 \\ \frac{ds}{dt} &= \frac{di_o}{dt} - \frac{di_{or}}{dt} > 0 & \text{si } u = 0 \end{aligned} \quad (165)$$

Si los signos de la derivada de s son los contrarios hay que cambiar $s(x)$ por $-s(x)$ para que un control de la forma (150) cree una región de deslizamiento con $i_o=i_{or}$. Como hemos comprobado en el apartado 4.1.5 existe una región alrededor del estado de equilibrio en la que se pueden cumplir estas condiciones.

Se pueden concretar un poco más estas condiciones si suponemos que la forma de onda de i_o en régimen estacionario, con i_{or} constante, es como la representada en la Fig. 88.

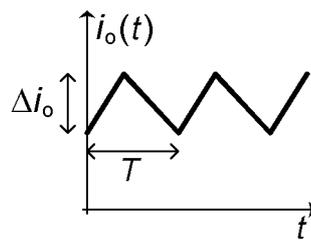


Fig. 88 Forma de onda en régimen estacionario de $i_o(t)$.

En la Fig. 88, T es el periodo de conmutación nominal, igual al inverso de la frecuencia de conmutación nominal f_s , y Δi_o es la amplitud de pico a pico del rizado de i_o . Esta forma de onda es típica de los convertidores diseñados para tener bajo rizado en las tensiones de los condensadores y que están funcionando en modo de conducción continua. En este caso, el valor absoluto de la derivada de i_o está acotado inferiormente.

$$\left| \frac{di_o}{dt} \right| > \frac{\Delta i_o}{T} = \Delta i_o f_s \quad (166)$$

Entonces, si el signo de s es correcto, la siguiente desigualdad es una condición suficiente de existencia de deslizamiento.

$$\Delta i_o f_s \geq \left| \frac{di_{or}}{dt} \right| \quad (167)$$

Limitación en frecuencia.

La caracterización de los reguladores en pequeña señal se suele hacer con medidas en frecuencia. Se especifican anchos de banda, márgenes de fase y ganancia y ‘máscaras’ de impedancia, como hemos visto en el apartado 1.1.7.

Si utilizamos la dinámica deslizante ideal, la función de transferencia entre la corriente de salida i_o y su consigna i_{or} es la unidad. Esta relación será válida mientras el sistema esté en modo deslizante y la dinámica deslizante ideal sea una buena aproximación del comportamiento del sistema.

Supongamos que queremos medir la relación en frecuencia entre la corriente de salida i_o y su consigna i_{or} . Para ello introducimos la siguiente consigna de corriente.

$$i_{or}(t) = I_o + A \text{sen}(2\pi f t) \quad (168)$$

Donde I_o es una constante que determina el punto de trabajo y A es la amplitud de una señal sinusoidal superpuesta de frecuencia f .

Cuando se excita el sistema de esta manera, si no se aleja demasiado del estado de equilibrio, las pendientes de i_o apenas cambian y la cota (166) sigue siendo válida. En ese caso, para asegurar el modo deslizante se debe cumplir la condición (167), que queda de la forma siguiente.

$$\Delta i_o f_s \geq A 2\pi f \quad (169)$$

Mientras el sistema se mantenga en modo deslizante, la corriente de salida seguirá perfectamente a su consigna salvo un error debido al rizado. Por lo tanto, mientras se cumpla (169), la función de transferencia tendrá módulo unidad y fase cero, salvo la incertidumbre provocada por el rizado.

El método de la respuesta en frecuencia caracteriza el sistema en pequeña señal, pero cuando se mide, la señal no debe ser tan pequeña como para quedar enmascarada por el rizado. Cuanto mayor sea la amplitud de la excitación menor será el efecto del rizado. Pero, si la amplitud es demasiado elevada, puede desaparecer el modo deslizante.

Un posible criterio para que el rizado no enmascare la respuesta, es que la amplitud de la excitación sea α veces mayor que la amplitud del rizado, con α mayor que uno.

$$A = \alpha \frac{\Delta i_o}{2} \quad ; \quad \alpha > 1 \quad (170)$$

Uniéndolo este criterio con la condición (169) se obtiene la siguiente desigualdad.

$$f \leq \frac{f_s}{\alpha \pi} \quad (171)$$

Esta desigualdad proporciona una estimación del margen de frecuencias en el cual la dinámica deslizante ideal se aproxima a la dinámica real. Por encima de esta frecuencia, o desaparece el modo deslizante o el rizado domina la respuesta.

De este análisis podemos extraer la siguiente conclusión: cuando se utilice la dinámica deslizante ideal para obtener funciones de transferencia del sistema, los resultados solamente serán exactos a frecuencias mucho menores que la frecuencia de conmutación.

Ley de control con histéresis.

La ley de control (150) se puede implementar con un comparador con histéresis como el de la Fig. 89 escogiendo H menor o igual a Δ .

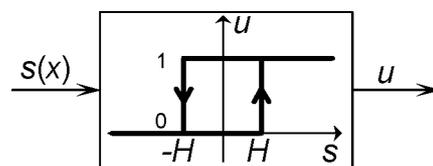


Fig. 89 Bloque que simboliza un comparador con histéresis.

Entonces, si el signo de s es correcto, y la corriente de salida del convertidor en régimen estacionario tiene la forma de onda de la Fig. 88, la siguiente desigualdad es una condición suficiente de existencia de deslizamiento.

$$\Delta i_o f_s = 2H f_s \geq \left| \frac{di_{or}}{dt} \right| \quad (172)$$

Esta expresión relaciona la anchura de la histéresis y la frecuencia de conmutación con la máxima pendiente de la consigna de corriente.

Ejemplo numérico.

En este apartado se presenta la simulación numérica de un convertidor como el de la Fig. 90 cuando se controla su corriente de salida, i_{bus} , en modo deslizante.

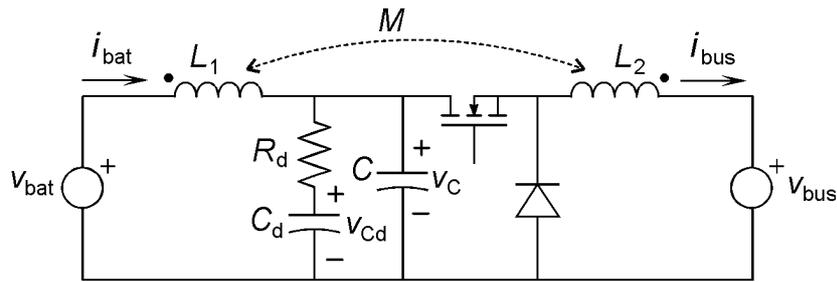


Fig. 90 Convertidor 'buck' con filtro de entrada usado como BDR.

Para realizar la ley de control (150) se ha utilizado un comparador con histéresis como el de la Fig. 89.

Para que exista deslizamiento en este caso la función de conmutación correcta es la siguiente.

$$s = i_{ref} - i_{bus} \quad (173)$$

Donde $i_{ref}(t)$ es la señal que debe seguir la corriente i_{bus} .

Para diseñar los componentes del convertidor se han seguido las especificaciones de la Tabla 11, que se deben cumplir en condiciones nominales. Además, se considera que la tensión de la batería puede variar entre 32V y 42V.

TABLA 11 ESPECIFICACIONES PARA EL DISEÑO DEL CONVERTIDOR.

$v_{bat}=36V$	$\Delta i_{bus}=1,4A$
$v_{bus}=28V$	$\Delta i_{bat}=0,7A$
$P_o=250W$	$\frac{\Delta v_C}{V_{bat}} = 2\%$
$f_s=100kHz$	

Para determinar algunos valores se han utilizado las condiciones (142) y (143) para que el sistema sea de fase mínima. Se ha buscado un compromiso entre un margen amplio de estabilidad de la dinámica cero y un tamaño pequeño de los componentes.

Los valores de los componentes escogidos se muestran en la Tabla 12.

TABLA 12 VALORES DE LOS COMPONENTES DEL CONVERTIDOR.

$L_1=18\mu\text{H}$	$C=22\mu\text{F}$
$L_2=50\mu\text{H}$	$C_d=22\mu\text{F}$
$M = k\sqrt{L_1L_2}$, $k=0,3$	$R_d=1,2\Omega$

Para respetar la especificación de rizado de pico a pico de la corriente i_{bus} se debe escoger un valor de $H=0.7\text{A}$. Esto permite que la señal $i_{\text{ref}}(t)$ tenga una pendiente máxima de $0,08\text{A}/\mu\text{s}$, según (172), para asegurar el deslizamiento cuando la tensión de batería es mínima (que es cuando la frecuencia de conmutación es mínima).

Se ha simulado este convertidor, con el control de corriente con histéresis explicado, utilizando el programa comercial de simulación de sistemas dinámicos Dymola (Dynamic Modeling Laboratory) [21]. Se ha escogido este programa, principalmente, porque incluye algoritmos especializados en la resolución de sistemas continuos con eventos discretos, como son los convertidores conmutados en lazo cerrado, y porque permite describir el modelo a partir de la interconexión de los componentes electrónicos junto con el diagrama de bloques del control. En todas las simulaciones que se presentan se ha utilizado el algoritmo llamado ‘Dassl’ en la terminología de Dymola, con un coeficiente de tolerancia de 10^{-4} y un intervalo máximo de salida de datos de $1\mu\text{s}$.

El esquema de este ejemplo, tal y como se ha introducido en Dymola, se muestra en la Fig. 91.

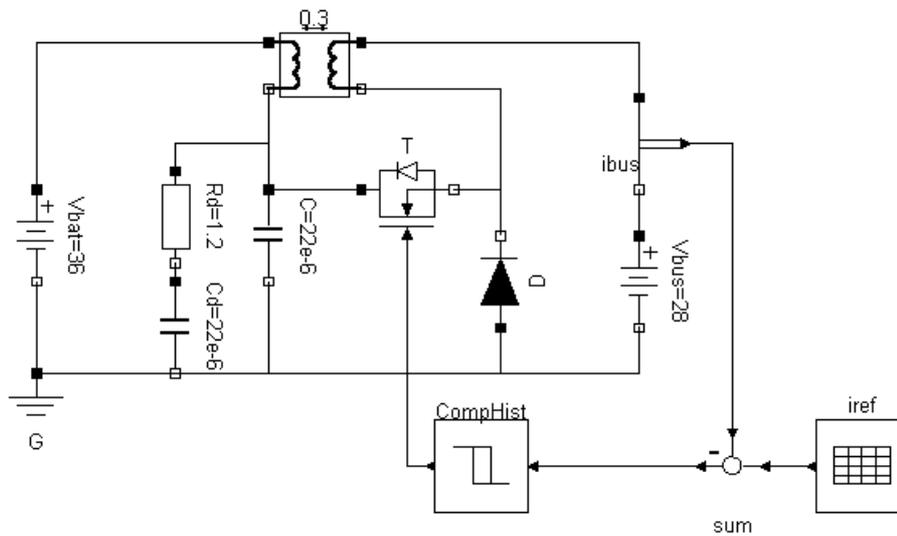


Fig. 91 Esquema del sistema simulado con Dymola.

Los modelos de los interruptores son los modelos ideales explicados en el apartado 2.2.1, excepto por las resistencias de conducción y de corte, que se han tomado de $10\mu\Omega$ y $100k\Omega$ respectivamente para facilitar el trabajo del algoritmo numérico y al mismo tiempo que los resultados se parezcan al modelo ideal.

Se han dado condiciones iniciales cercanas al estado de equilibrio en la región de deslizamiento y se ha dado a $i_{ref}(t)$ una forma de onda escalonada, con saltos del 50% del valor nominal, respetando la pendiente máxima de $0,08A/\mu s$. En la Fig. 92 se muestran las principales variables del sistema cuando la tensión de la batería es la nominal.

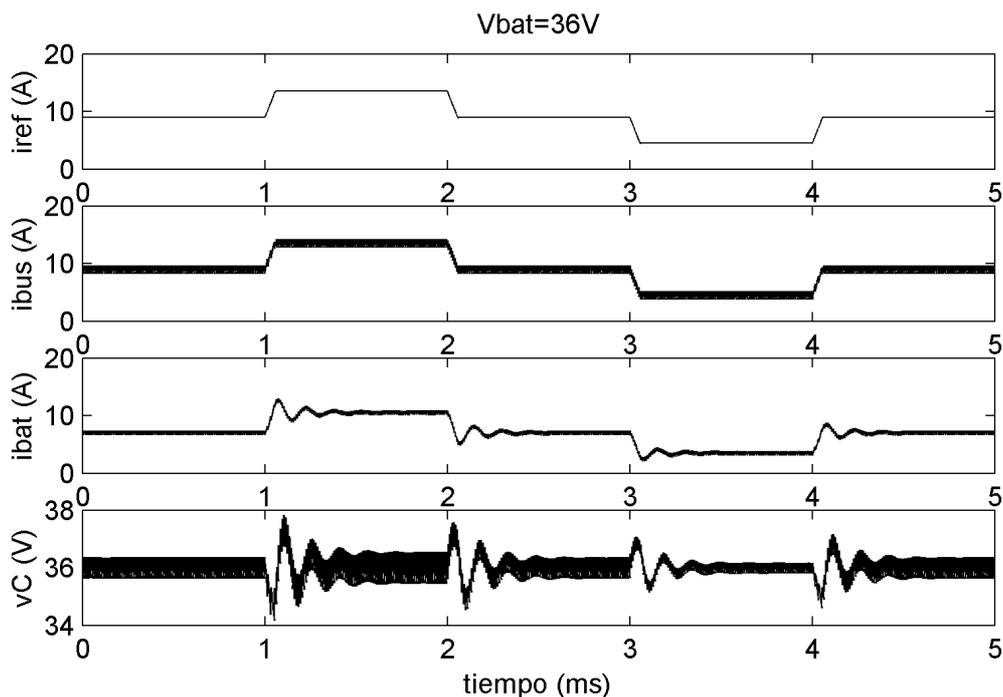


Fig. 92 Resultados de la simulación con $V_{bat}=36V$.

En la Fig. 93 se muestra una ampliación de algunas variables.

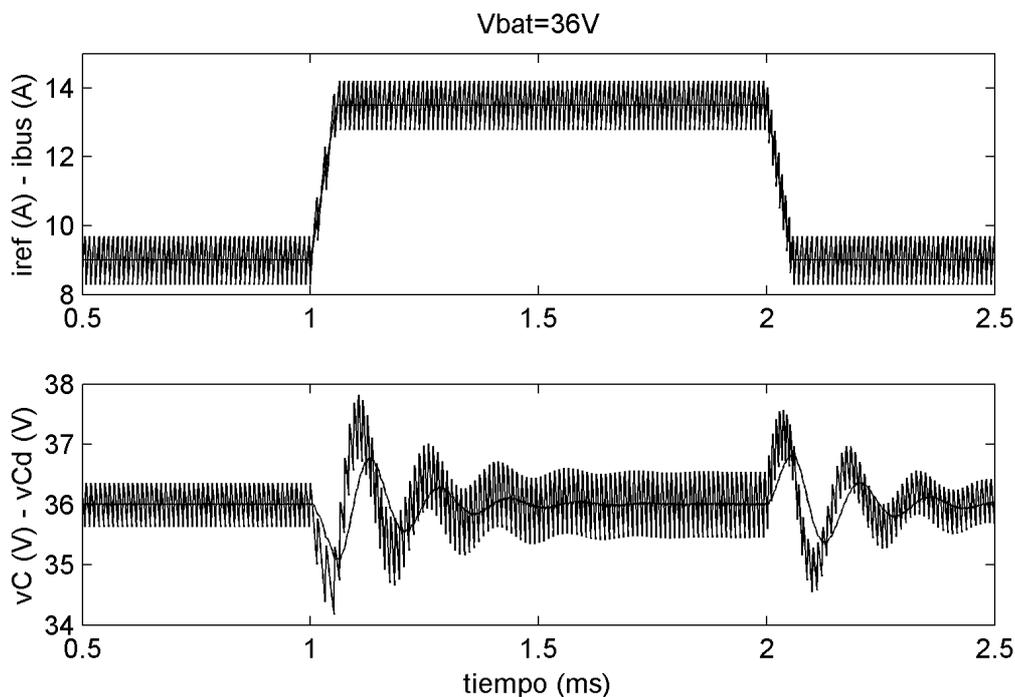


Fig. 93 Detalle de los resultados de la simulación con $V_{bat}=36V$.

Se observa que no se pierde en ningún momento el modo deslizante y la corriente de salida sigue perfectamente a la referencia con un error siempre menor al rizado especificado. El resto de variables tienen un comportamiento oscilante pero amortiguado, en los periodos transitorios, y regresan al régimen estacionario en menos de 1ms.

Se ha simulado la misma situación cuando la tensión de la batería toma sus valores extremos de 42V (Fig. 94) y 32V (Fig. 95). En esas gráficas se puede apreciar que el comportamiento es muy similar al caso nominal, cosa que indica la robustez del diseño.

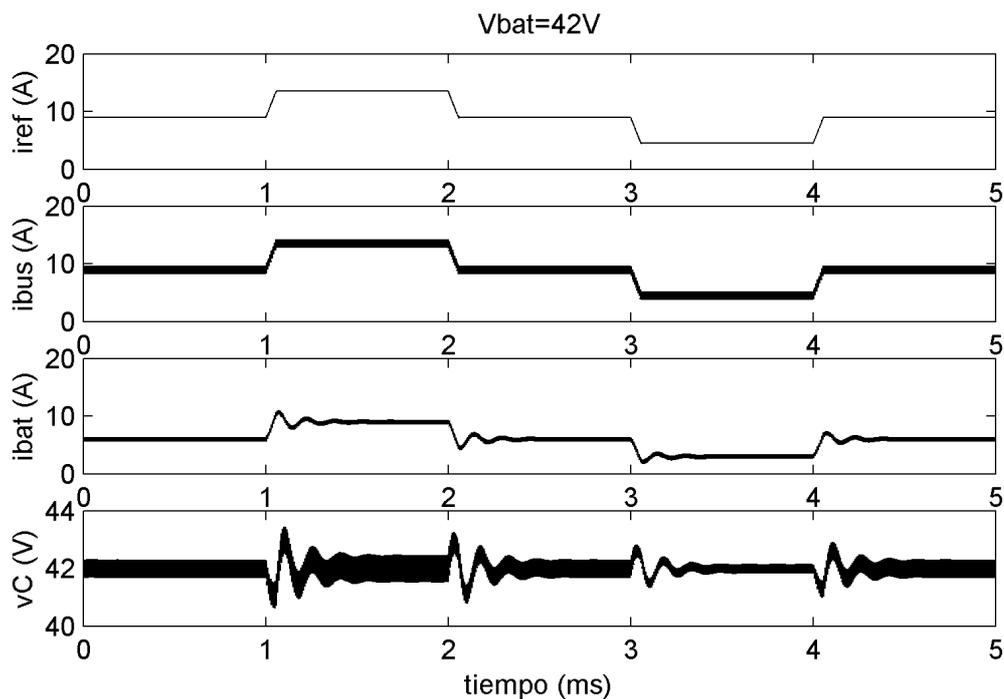


Fig. 94 Resultados de la simulación con $V_{bat}=42V$.

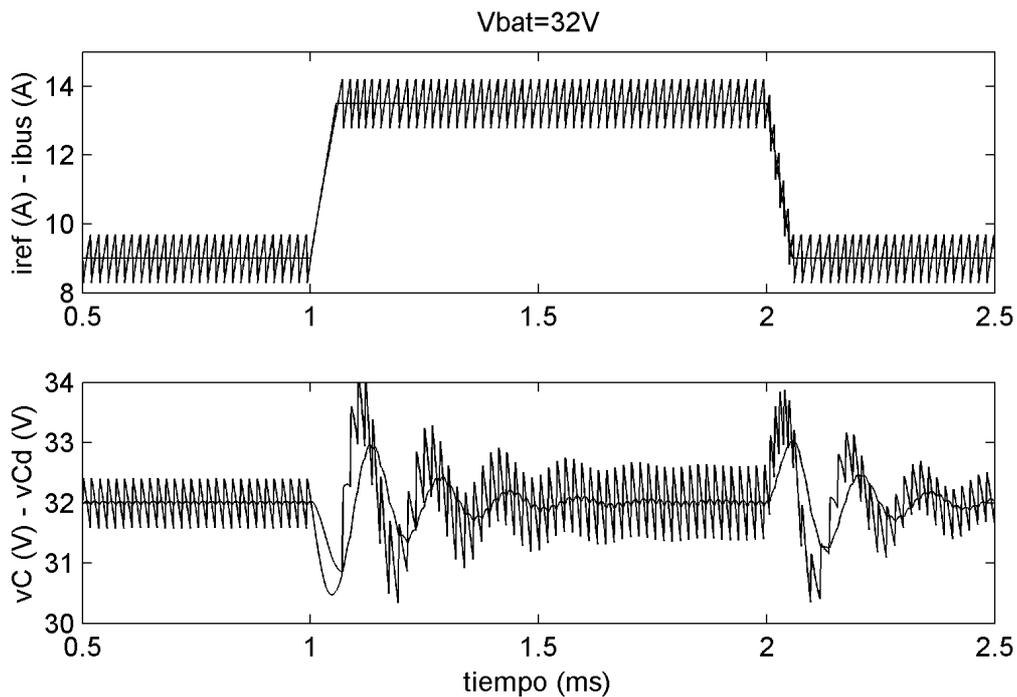


Fig. 95 Resultados de la simulación con $V_{bat}=32V$.

4.2.2 Diseño del lazo de tensión.

En este apartado se utiliza un convertidor con control de corriente, como los estudiados en el apartado anterior, para regular la tensión del bus conectado en su salida, añadiendo un lazo de control de tensión. En la Fig. 96 hay un esquema del convertidor junto con el bus al que está conectado.

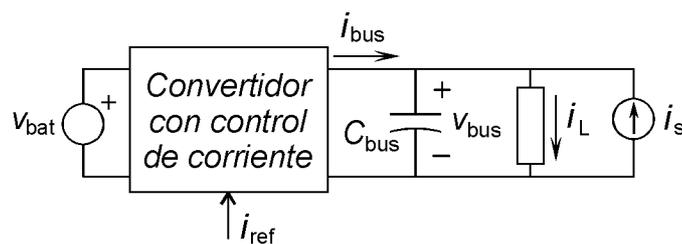


Fig. 96 Convertidor con control de corriente conectado al bus de tensión.

Control con doble lazo.

Suponemos que el convertidor de la Fig. 96 está controlado en modo deslizante, con un comparador con histéresis como el de la Fig. 89, sobre una superficie de conmutación donde la corriente i_{bus} es igual a la señal i_{ref} .

$$S = \left\{ x \in \mathfrak{X}^n : i_{bus} = i_{ref} \right\} \quad (174)$$

Hemos visto en el apartado anterior, 4.2.1, que esto es posible en todos los convertidores seleccionados en el capítulo anterior. En el análisis realizado en ese apartado la tensión del bus se consideraba constante. No obstante, si la tensión del bus está bien regulada y tiene un rizado pequeño, los resultados del análisis del apartado 4.2.1. siguen siendo válidos, porque perturbaciones ‘pequeñas’ no pueden sacar al sistema del modo deslizante.

El lazo de tensión se cierra utilizando un controlador de tipo proporcional – integral (PI), siguiendo el esquema que vimos en el capítulo 1 (Fig. 14). Un diagrama de bloques de la realimentación de tensión está en la Fig. 97 ¹.

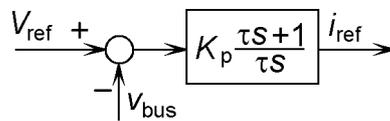


Fig. 97 Diagrama de bloques de la realimentación de tensión.

Donde hemos llamado K_p al producto de los coeficientes KAG de la Fig. 14 y V_{ref} es una constante igual a la tensión nominal del bus. El coeficiente τ es la constante de tiempo del PI y su inverso, $1/\tau$, es el cero del PI.

Modelo de los elementos conectados al bus.

Los sistemas que pueden estar conectados al bus, además del convertidor, se modelan en la Fig. 96 con las corrientes i_s e i_L .

La fuente de corriente i_s modela la corriente que se inyecta en el bus por parte de las fuentes de energía, como pueden ser los paneles solares. Su valor nominal será I_s .

La corriente $i_L(v_{bus})$ representa a las cargas, cuya corriente es dependiente de la tensión del bus. Si la tensión nominal en el bus es V_{ref} y la potencia nominal que absorben las cargas es P_L , entonces la corriente nominal que absorben las cargas es la siguiente.

$$i_L(V_{ref}) = \frac{P_L}{V_{ref}} = I_L \quad (175)$$

Llamaremos I_o a la diferencia $I_L - I_s$. Esta corriente determina el punto de trabajo del convertidor, que debe manejar una potencia nominal $P_o = V_{ref} I_o$.

¹ Se debe distinguir por el contexto si se está utilizando la letra s para designar la variable de Laplace o para designar la función de conmutación.

Normalmente, las cargas conectadas al bus son convertidores conmutados con regulación de tensión incorporada. Un modelo simple para estos elementos se obtiene considerando que absorben potencia constante.

$$i_L(v_{bus}) = \frac{P_L}{v_{bus}} \tag{176}$$

En general, para un análisis de estabilidad de pequeña señal, se puede modelar la carga con su impedancia en el punto de trabajo $Z_L(s)$. Para el modelo simple (176) la impedancia es la siguiente resistencia negativa.

$$Z_L = -\frac{V_{ref}^2}{P_L} \tag{177}$$

Impedancia del bus.

Para obtener la impedancia teórica del bus, modelamos el convertidor utilizado la dinámica deslizante ideal, por lo tanto, tomamos $i_{bus}=i_{ref}$. Suponemos que el único elemento conectado al bus, aparte del convertidor, es una fuente de corriente constante I_o . Inyectamos una corriente de pequeña señal, $\hat{i}(s)$, en el bus y medimos las perturbaciones que provoca en la tensión del bus. Un diagrama de bloques del sistema descrito, en pequeña señal, está representado en la Fig. 98.

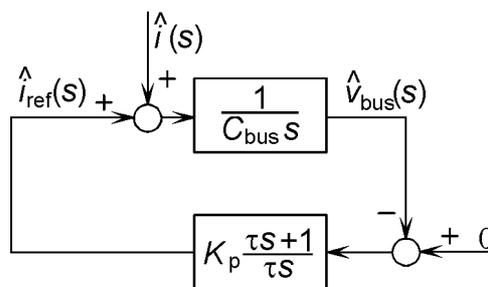


Fig. 98 Diagrama de bloques para el cálculo de la impedancia del bus.

A partir del diagrama de la Fig. 98 obtenemos la siguiente impedancia del bus.

$$Z_{bus}(s) = \frac{\hat{v}_{bus}(s)}{\hat{i}(s)} = \frac{s/C_{bus}}{s^2 + \frac{K_p}{C_{bus}}s + \frac{K_p}{\tau C_{bus}}} \tag{178}$$

Esta impedancia será exacta mientras la dinámica deslizante ideal sea una buena aproximación. Esto es a frecuencias mucho menores que la frecuencia de conmutación.

Criterios de diseño.

En este apartado se comprueba que es posible adaptar la impedancia del bus a la ‘máscara’ de la Fig. 16 y se proporcionan criterios de diseño de los coeficientes del PI y del condensador del bus.

La ganancia de pequeña señal del lazo de tensión, se puede obtener a partir del diagrama de la Fig. 98.

$$G(s) = \frac{K_p}{C_{bus}} \frac{\tau s + 1}{\tau s^2} \quad (179)$$

En la Fig. 99 se ha dibujado el diagrama de Bode de esta función de transferencia, donde se ha marcado la frecuencia de cruce por cero decibelios, ω_c , y el margen de fase, ϕ_m , del lazo de tensión.

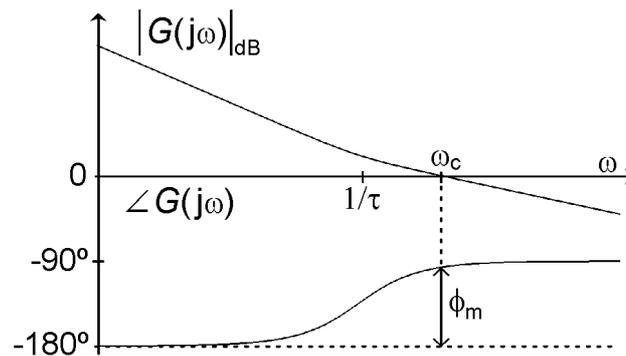


Fig. 99 Diagrama de Bode de la ganancia del lazo de tensión.

El primer criterio de diseño es que el margen de fase sea próximo a 90° , por lo tanto escogemos el cero del PI mucho menor que la frecuencia ω_c .

$$1/\tau \ll \omega_c \quad (180)$$

Utilizando esta desigualdad se puede obtener una expresión aproximada de ω_c .

$$|G(j\omega_c)| = 1 \Rightarrow \omega_c \cong \frac{K_p}{C_{bus}} \quad (181)$$

El segundo criterio es que la frecuencia de cruce por cero decibelios sea mucho menor que la frecuencia de conmutación, para asegurar que el módulo y la fase de las funciones de transferencia que proporciona el modelo a esa frecuencia sean exactos. Uniendo los dos criterios obtenemos:

$$\frac{1}{\tau} \ll \frac{K_p}{C_{bus}} \ll 2\pi f_s \quad (182)$$

Teniendo esto en cuenta, el módulo de la impedancia del bus tiene una representación en escala logarítmica similar a la gráfica de la Fig. 100.

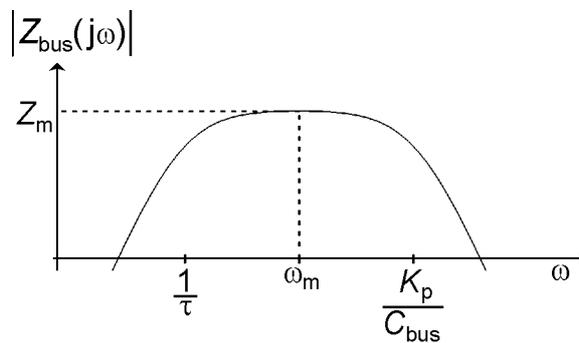


Fig. 100 Curva típica del módulo de la impedancia del bus en escala logarítmica.

El máximo del módulo de la impedancia se produce a la frecuencia ω_m , que es la media geométrica de $1/\tau$ y K_p/C_{bus} . Este valor máximo vale:

$$Z_m = \frac{1}{K_p} \quad (183)$$

Los valores de τ , K_p y C_{bus} se deben escoger a partir de la frecuencia de conmutación y de la impedancia máxima deseada en el bus utilizando las expresiones (182) y (183). En la elección del condensador del bus se debe tener en cuenta también la especificación de rizado de tensión en todos los dominios de funcionamiento.

Análisis de estabilidad de la tensión del bus.

El diagrama de bloques de la Fig. 98, a partir del cual se ha calculado el margen de fase del lazo de tensión, se ha obtenido suponiendo que la carga es una fuente de corriente constante. En general, para un análisis de estabilidad de pequeña señal, la carga se puede modelar con su impedancia en el punto de trabajo $Z_L(s)$ y eso puede modificar el margen de fase del lazo de tensión e incluso volverlo inestable. Es necesario por lo tanto un análisis de estabilidad más detallado.

El sistema de la Fig. 96 con el lazo de tensión de la Fig. 97, se puede modelar (suponiendo que el convertidor se encuentra en modo deslizante y alrededor del punto de trabajo) utilizando la impedancia del bus recién calculada, con el circuito de pequeña señal de la Fig. 101.

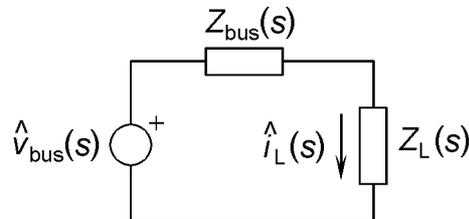


Fig. 101 Circuito para el estudio de la estabilidad de pequeña señal de la tensión del bus.

La estabilidad de este sistema se puede determinar aplicando el criterio de Nyquist a la función de transferencia que se obtiene del cociente $Z_{bus}(s)/Z_L(s)$ [42]. Se puede asegurar el cumplimiento del criterio de Nyquist con la siguiente condición sobre los módulos.

$$\frac{|Z_{bus}(j\omega)|}{|Z_L(j\omega)|} < 1 \quad (184)$$

Esta condición es conocida como criterio de Middlebrook y en general conduce a diseños conservadores. Existen otros criterios de estabilidad, menos conservadores, que se pueden aplicar al sistema de la Fig. 101 [59]. En el caso particular que se estudia en esta tesis, siendo Z_{bus} (178) y siendo Z_L la impedancia de una carga que absorbe potencia constante (177), la condición sobre los módulos, (184), es la siguiente.

$$\frac{1}{K_p} < \frac{V_{ref}^2}{P_L} \quad (185)$$

Se puede comprobar que, en este caso, esta condición es necesaria y suficiente para la estabilidad local del lazo de tensión. Si el módulo de Z_{bus} es inferior a la ‘máscara’ de la Fig. 16, esta condición se cumple hasta con valores de P_L cincuenta veces superiores a la potencia nominal. Por lo tanto, el tener una baja impedancia en el bus, además de filtrar interferencias electromagnéticas, asegura la estabilidad de la tensión del bus en pequeña señal.

Preservación del modo deslizante frente a perturbaciones de gran señal en la carga.

En este apartado vamos a suponer que se produce un cambio instantáneo de corriente en la carga y vamos a calcular hasta donde puede llegar ese escalón de corriente manteniendo el modo deslizante en el convertidor. Para que se mantenga el modo deslizante, la derivada de la señal i_{ref} debe ser menor que la mínima pendiente de la corriente i_{bus} . Si se utiliza un comparador con histéresis en el lazo de corriente, esa condición se asegura si se cumple la desigualdad (172).

El controlador PI de la Fig. 97 produce la siguiente señal $i_{ref}(t)$.

$$i_{ref}(t) = K_p \left(V_{ref} - v_{bus}(t) + \frac{1}{\tau} \int_{-\infty}^t (V_{ref} - v_{bus}(\lambda)) d\lambda \right) \quad (186)$$

La derivada temporal de esta señal es la siguiente.

$$\frac{di_{ref}}{dt} = K_p \left(-\frac{1}{C_{bus}} (i_{bus} - i_L + i_s) + \frac{1}{\tau} (V_{ref} - v_{bus}) \right) \quad (187)$$

Si, partiendo del régimen estacionario, se produce un escalón en la corriente de carga de valor Δi , esta expresión vale aproximadamente:

$$\frac{di_{ref}}{dt} \cong \frac{K_p}{C_{bus}} \Delta i \quad (188)$$

Sustituyendo esto en la desigualdad (172) se obtiene:

$$\Delta i_{bus} f_s = 2H f_s \geq \frac{K_p}{C_{bus}} \Delta i \quad (189)$$

Esta condición sólo asegura la existencia de deslizamiento en el instante inicial de la perturbación. Es posible que, aunque se cumpla esta condición, el sistema se aleje mucho del estado de equilibrio durante el transitorio y se pierda el modo deslizante. También es posible que, aunque no se cumpla esta condición, la trayectoria regrese rápidamente al modo deslizante y el transitorio sea aceptable. Para comprobar la robustez del diseño frente a perturbaciones de gran señal es necesario, como se ha dicho anteriormente, por lo menos, simular el sistema. Sin embargo, si esta desigualdad deja de cumplirse para valores pequeños del escalón de corriente, es muy probable que el sistema sea poco robusto.

Para estudiar la respuesta del sistema frente a perturbaciones de gran señal excepcionales, como cortocircuitos en el bus, o para estudiar el comportamiento desde condiciones iniciales nulas, es necesario incluir en la simulación los dispositivos de protección del convertidor. Estos dispositivos no se han estudiado en esta tesis y por eso ese tipo de perturbaciones de gran señal no se consideran.

Ejemplo numérico.

Supongamos un bus de 28V (V_{ref}) con una potencia nominal que debe manejar el regulador $P_o=250W$. Supongamos también una frecuencia de conmutación en condiciones nominales $f_s=100kHz$.

Para que la impedancia del bus esté por debajo de la ‘máscara’ de impedancias de la Fig. 16, se debe cumplir:

$$Z_m < 0.02 \frac{V_{ref}^2}{P_o} \quad (190)$$

Si, por ejemplo, tomamos que el segundo miembro de esta desigualdad sea el doble del primero, utilizando (183), obtenemos un valor de $K_p=30A/V$.

Con este valor de K_p , podemos calcular el valor mínimo del condensador del bus para que la frecuencia de cruce por cero decibelios del lazo de tensión ω_c (182) sea, por ejemplo, veinte veces menor que la frecuencia de conmutación. Se obtiene un valor de $C_{bus}=1000\mu F$. Suponemos que esta capacidad es suficiente para que el rizado de tensión en el bus sea aceptable en todos los modos de funcionamiento.

A continuación podemos escoger el cero del PI una década por debajo de ω_c para que el margen de fase sea cercano a 90° . Se obtiene un valor de $\tau=320\mu s$.

La corriente nominal que debe dar el convertidor es aproximadamente de 9A. Si queremos que no se pierda el deslizamiento cuando se produce un escalón de 4.5A, el valor de H debe ser como mínimo de 0.7A. Para minimizar el rizado i_{bus} tomamos este valor para H .

El convertidor ‘buck’ con filtro de entrada del ejemplo numérico del apartado 4.2.1 estaba diseñado con una especificación de rizado de corriente de salida como la que se acaba de encontrar. Podemos aplicar a ese convertidor el lazo de tensión que se acaba de diseñar. A continuación se presentan los resultados de la simulación de ese sistema.

El sistema completo simulado está representado en la Fig. 102.

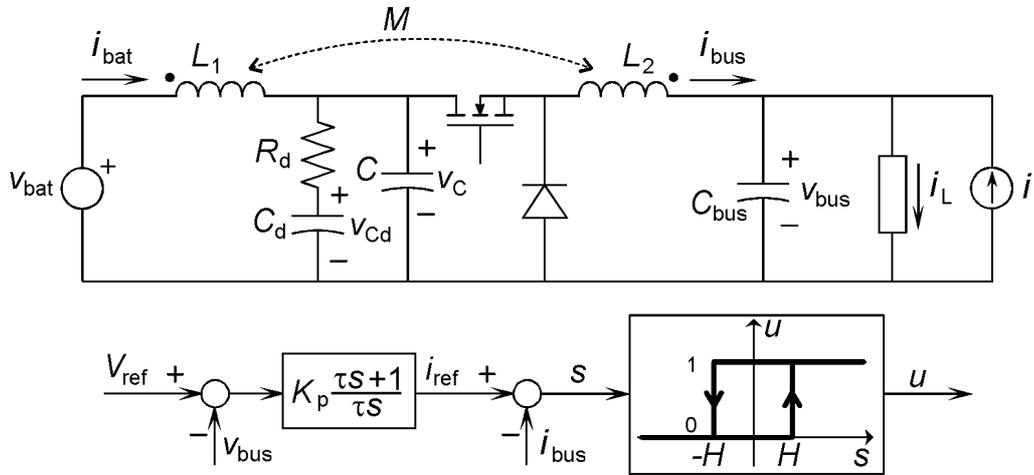


Fig. 102 Convertidor ‘buck’ con filtro de entrada como descargador de batería en lazo cerrado.

Repetimos en la Tabla 13 todos los coeficientes del sistema.

TABLA 13 VALORES DE LOS COEFICIENTES DEL SISTEMA.

$v_{bat}=32V-42V$	$L_1=18\mu H$	$C_{bus}=1000\mu F$
$V_{ref}=28V$	$L_2=50\mu H$	$C=22\mu F$
$K_p=30A/V$	$M = k\sqrt{L_1L_2}, k=0,3$	$C_d=22\mu F$
$\tau=320\mu s$	$H=0,7A$	$R_d=1,2\Omega$

Se ha simulado primero el sistema en condiciones nominales, siendo la corriente i_L constante de 9A y la corriente i una senoide de 4.5A de amplitud. Se ha repetido la simulación para varias frecuencias de la senoide tomando los datos del módulo y la fase de la impedancia resultante en el bus a cada frecuencia. Para frecuencias próximas a la frecuencia nominal de conmutación, la respuesta en régimen estacionario no parece periódica y los datos que se han tomado son sólo una estimación. Los resultados están representados en la Fig. 103 comparados con la impedancia teórica (178). En la gráfica del módulo se ha dibujado también la ‘máscara’ de impedancias para verificar el diseño.

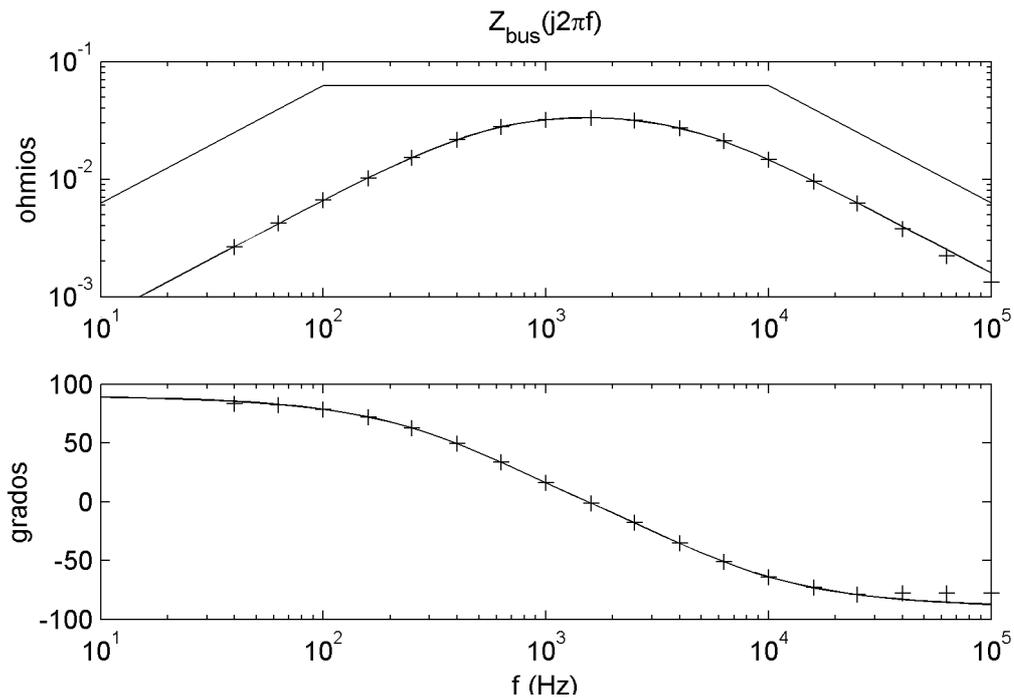


Fig. 103 Representación del módulo y la fase de la impedancia del bus del sistema de la Fig. 102. La línea continua es la impedancia teórica y las cruces los datos extraídos de la simulación. Se ha representado también la 'máscara' de impedancias en la gráfica del módulo.

Se puede observar en la Fig. 103 que la impedancia Z_{bus} teórica, obtenida utilizando la dinámica deslizando ideal para modelar el convertidor como una fuente de corriente ideal, coincide bastante bien con la simulada utilizando el convertidor completo conmutando a frecuencia finita.

Se ha simulado a continuación el sistema con una carga que absorbe una potencia constante de 250W. La corriente i toma en este caso una forma de onda escalonada con saltos instantáneos de 4.5A. Las principales variables del sistema están representadas en la Fig. 104.

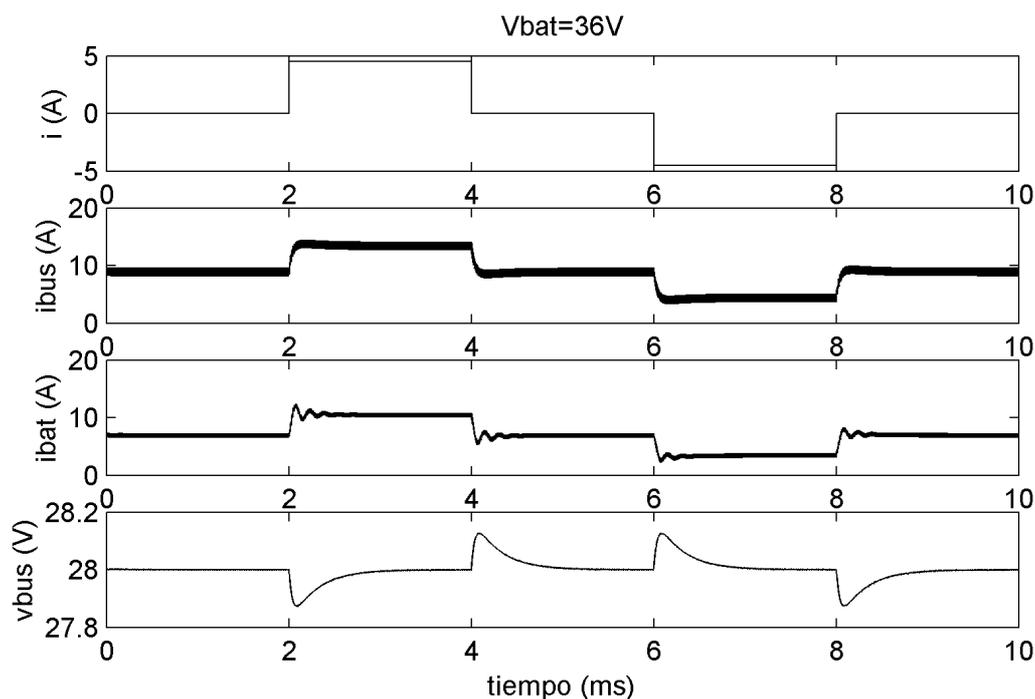


Fig. 104 Resultados de la simulación del sistema de la Fig. 102 con una carga de potencia constante y $V_{bat}=36V$.

Se ha repetido la simulación para tensiones de batería de 32V y de 42V y los resultados se muestran en la Fig. 105 y la Fig. 106 respectivamente.

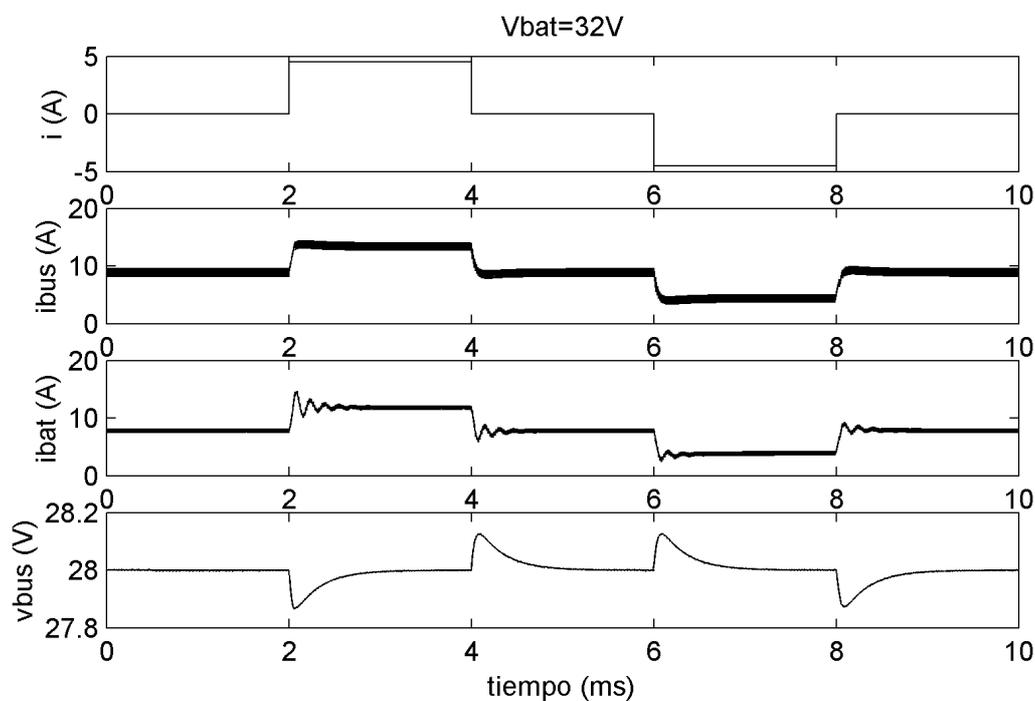


Fig. 105 Resultados de la simulación del sistema con de la Fig. 102 una carga de potencia constante y $V_{bat}=32V$

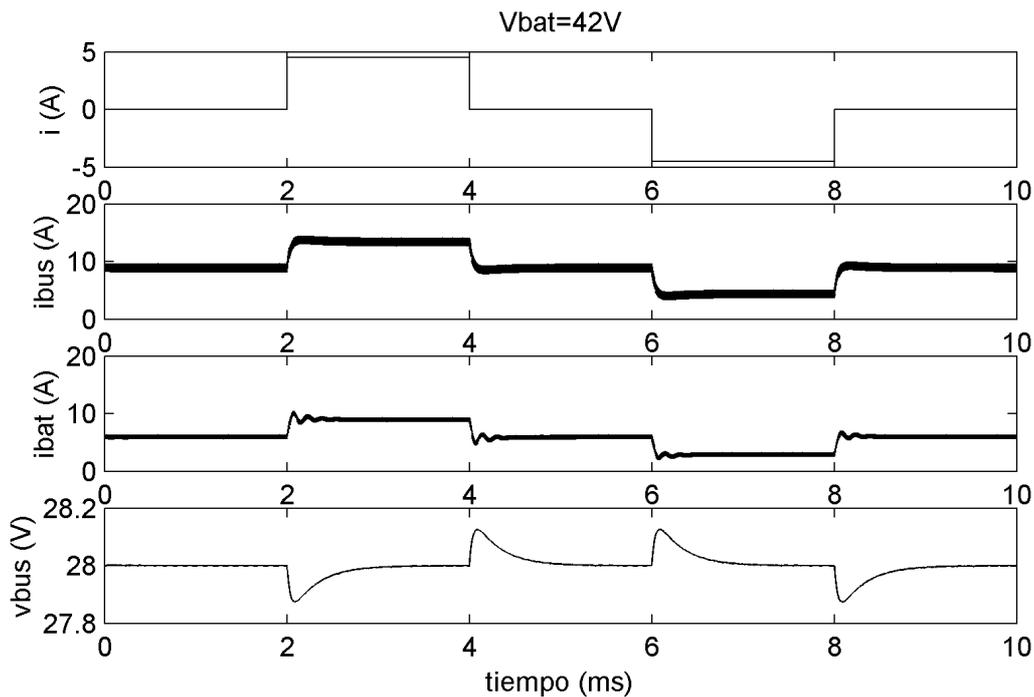


Fig. 106 Resultados de la simulación del sistema de la Fig. 102 con una carga de potencia constante y $V_{bat}=42V$.

En estas gráficas temporales se puede comprobar en todos los casos, que un escalón en la corriente de carga del 50% del valor nominal, produce una desviación en la tensión del bus de menos del 0.5%. Por otro lado, el único efecto apreciable de variar la tensión de la batería es una pequeña variación en el grado de amortiguamiento de la dinámica interna del convertidor, sin que esto afecte a la tensión del bus ni a la corriente que se inyecta en el bus.

4.3 Ejemplos de diseño de reguladores cargadores y descargadores de batería.

Este apartado se dedica a la presentación, al nivel de simulación, de algunos ejemplos representativos de reguladores cargadores y descargadores de batería diseñados a partir de los convertidores encontrados en los capítulos anteriores utilizando el control en modo deslizante explicado en este capítulo.

4.3.1 BDR basado en un 'boost' con filtro de salida.

El primer ejemplo que se presenta es un regulador descargador de batería para un bus con la tensión de batería inferior a la tensión del bus. El convertidor usado es un 'boost' con filtro de salida (A5) y el sistema de control es el mismo del 'buck' con filtro de entrada diseñado anteriormente, adaptando los valores de los parámetros. Este ejemplo sirve para poner en evidencia una vez más que, al acoplar magnéticamente los dos inductores, los convertidores 'buck' y 'boost' son equivalentes desde el punto de vista del control.

Un esquema del convertidor con el control de corriente está dibujado en la Fig. 107. El lazo de tensión es el de la Fig. 97.

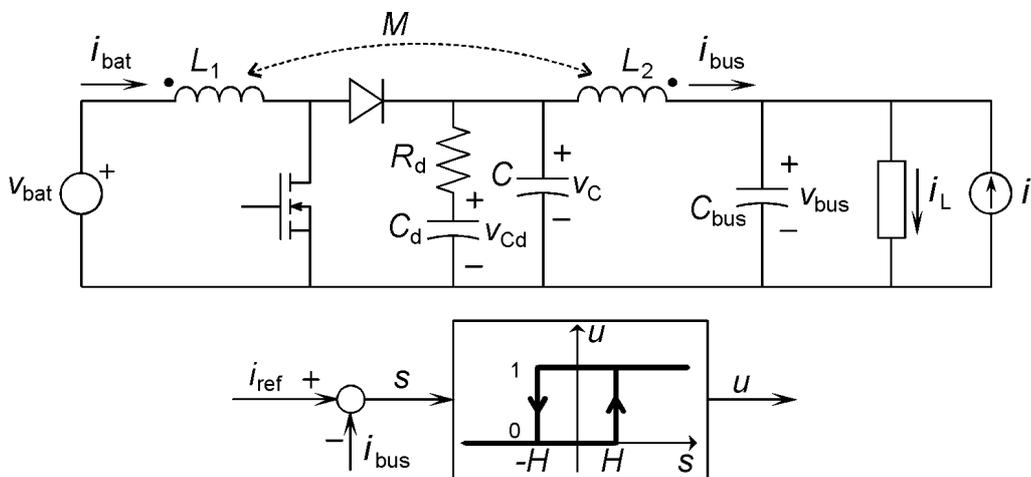


Fig. 107 Convertidor 'boost' con filtro de salida como descargador de batería.

Diseño de los coeficientes del sistema.

Se desea diseñar un regulador de 250W de potencia nominal para un bus de 50V que trabaje a una frecuencia de conmutación de 100kHz en condiciones nominales. Se han seguido los mismos criterios de diseño que en el ejemplo numérico del apartado 4.2.2 para escoger los coeficientes del PI y del condensador del bus.

Para diseñar el convertidor se han utilizado las especificaciones de la Tabla 14.

TABLA 14 ESPECIFICACIONES PARA EL DISEÑO DEL CONVERTIDOR.

$v_{bat}=42V$	$\Delta i_{bus}=0,8A$
$v_{bus}=50V$	$\Delta i_{bat}=1,6A$
$P_o=250W$	$\frac{\Delta v_C}{V_{bat}} = 2\%$
$f_s=100kHz$	

La especificación de rizado de la corriente i_{bus} permite que un escalón en la carga del 50% de la corriente nominal no haga perder el modo deslizante al lazo de corriente. Para calcular esta especificación se ha utilizado la expresión (189).

También se han utilizado las expresiones de la Tabla 10 para que el convertidor sea de fase mínima. Se ha intentado que la dinámica cero tenga un margen de estabilidad suficiente sin aumentar demasiado el tamaño de los componentes.

Hay que destacar que, aunque en teoría es posible obtener cualquier valor de rizado de corriente en la batería, esta especificación es crítica en cuanto al tamaño de los componentes del convertidor. Se ha encontrado que si se desea un rizado de i_{bat} muy pequeño, entonces es necesario aumentar mucho las inductancias L_1 , L_2 y M y la capacidad C_d para mantener el margen de estabilidad. Es posible que, para optimizar el peso y el volumen del convertidor cuando se desea un rizado de i_{bat} muy pequeño, sea una buena opción añadir un filtro de entrada adicional. En esta tesis no se ha estudiado con detalle la optimización del tamaño del convertidor siendo un problema que resta pendiente.

Los valores de los coeficientes del sistema que se han escogido finalmente, están en la Tabla 15.

TABLA 15 VALORES DE LOS COEFICIENTES DEL SISTEMA.

$V_{\text{bat}}=34\text{V}-46\text{V}$	$L_1=65\mu\text{H}$	$C_{\text{bus}}=320\mu\text{F}$
$V_{\text{ref}}=50\text{V}$	$L_2=95\mu\text{H}$	$C=8\mu\text{F}$
$K_p=10\text{A/V}$	$M = k\sqrt{L_1L_2}$, $k=0,6$	$C_d=14\mu\text{F}$
$\tau=320\mu\text{s}$	$H=0,4\text{A}$	$R_d=2,5\Omega$

Resultados de la simulación.

Se ha simulado el sistema en condiciones nominales, siendo la corriente i_L constante de 5A y la corriente i una senoide de 2.5A de amplitud. Se han tomado los datos, en la simulación, de la impedancia del bus para varias frecuencias. Se han representado esos datos en la Fig. 108 junto con la impedancia teórica y la ‘máscara’ de impedancias, obteniendo unas gráficas muy parecidas al caso del ‘buck’ puesto que se han seguido los mismos criterios de diseño.

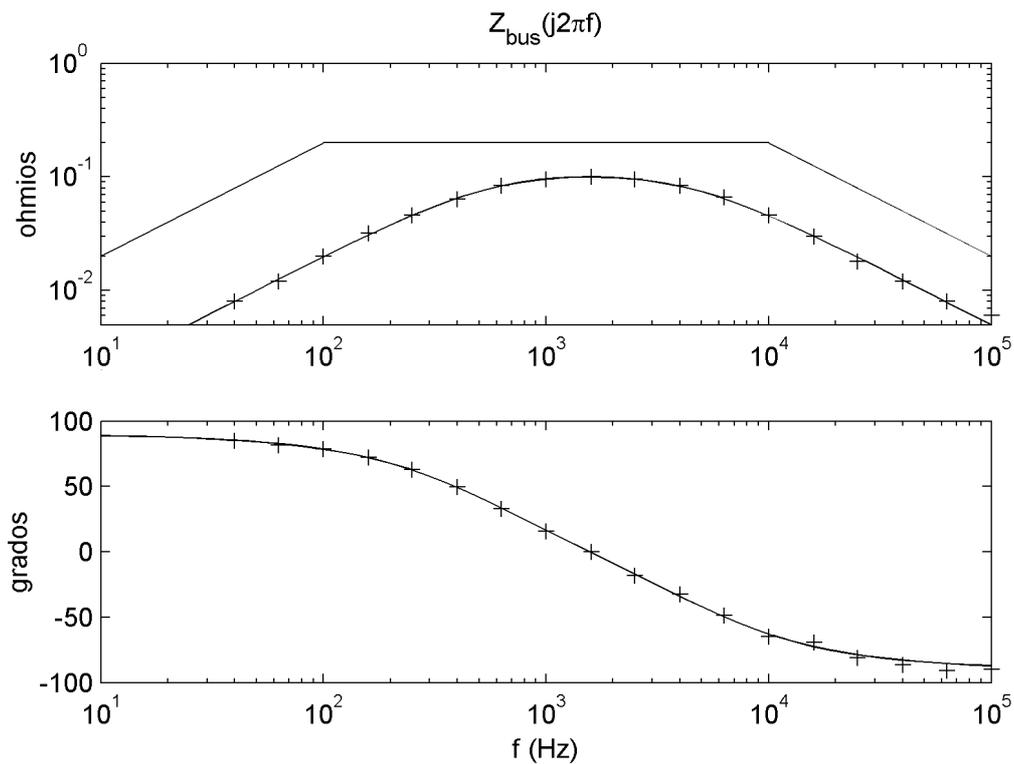


Fig. 108 Representación del módulo y la fase de la impedancia del bus del sistema de la Fig. 107. La línea continua es la impedancia teórica y las cruces los datos extraídos de la simulación. Se ha representado también la ‘máscara’ de impedancias en la gráfica del módulo.

Se ha simulado a continuación el regulador con una carga que absorbe una potencia constante de 250W. La corriente i toma en este caso una forma de onda escalonada con saltos instantáneos de 2.5A. Las principales variables del sistema están representadas en la Fig. 109.

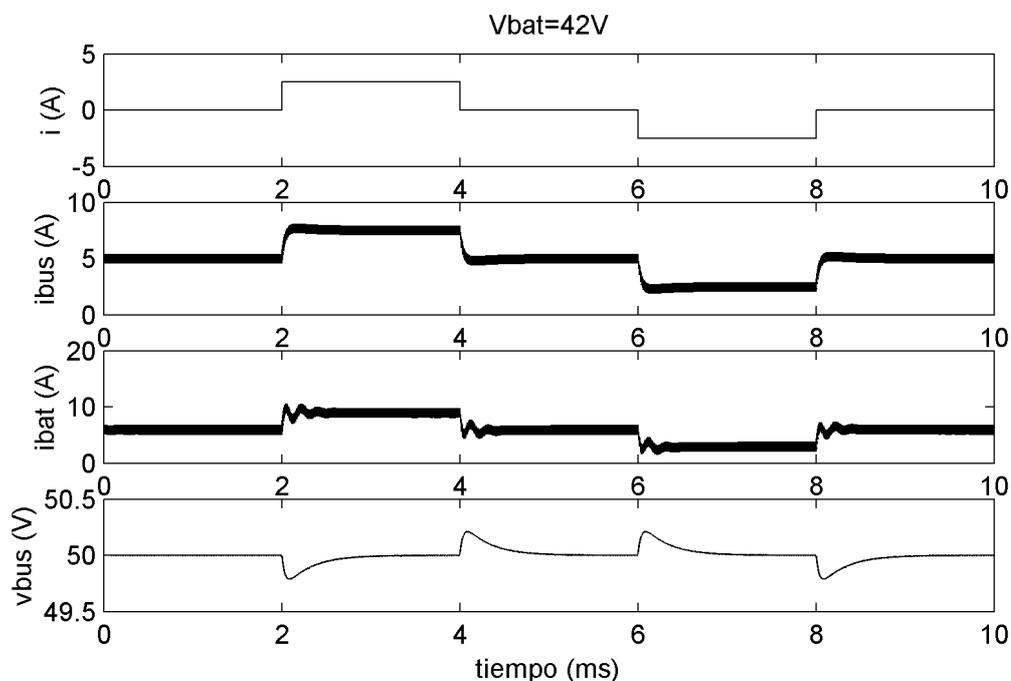


Fig. 109 Resultados de la simulación del BDR de la Fig. 107 con una carga de potencia constante y $V_{bat}=42V$.

Se ha repetido la simulación para tensiones de batería de 34V y de 46V y los resultados se muestran en la Fig. 110 y la Fig. 111 respectivamente.

En estas gráficas temporales, igual que en el caso del ‘buck’, se puede comprobar que un escalón en la corriente de carga del 50% del valor nominal, produce una desviación en la tensión del bus de menos del 0.5%. Por otro lado, la variación de la tensión de la batería solamente afecta al grado de amortiguamiento de la dinámica interna del convertidor.

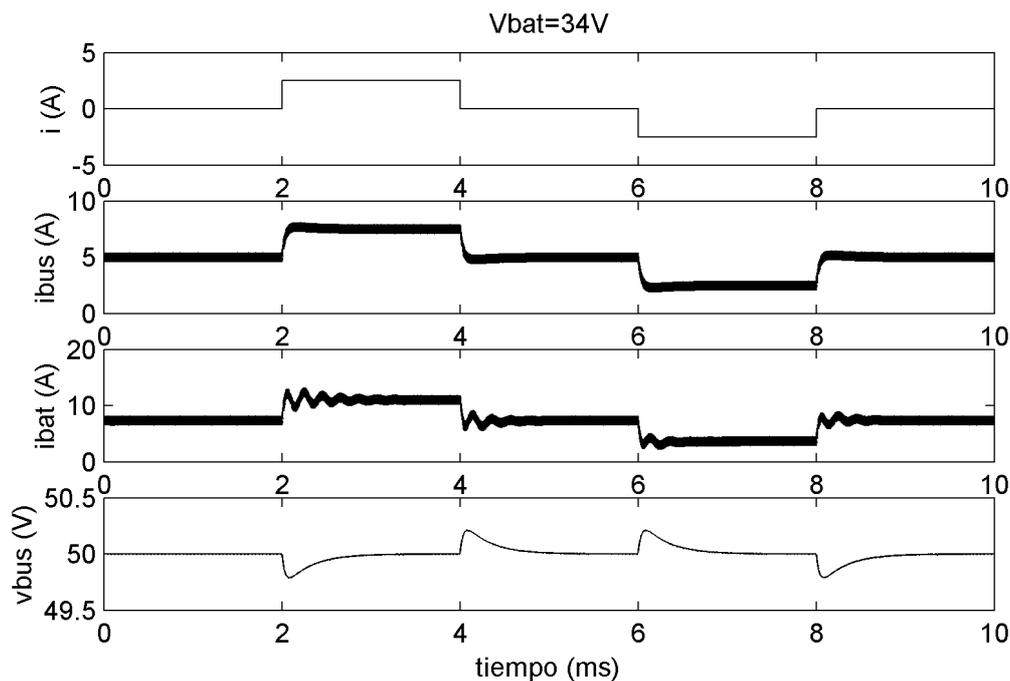


Fig. 110 Resultados de la simulación del BDR de la Fig. 107 con una carga de potencia constante y $V_{bat}=34V$.

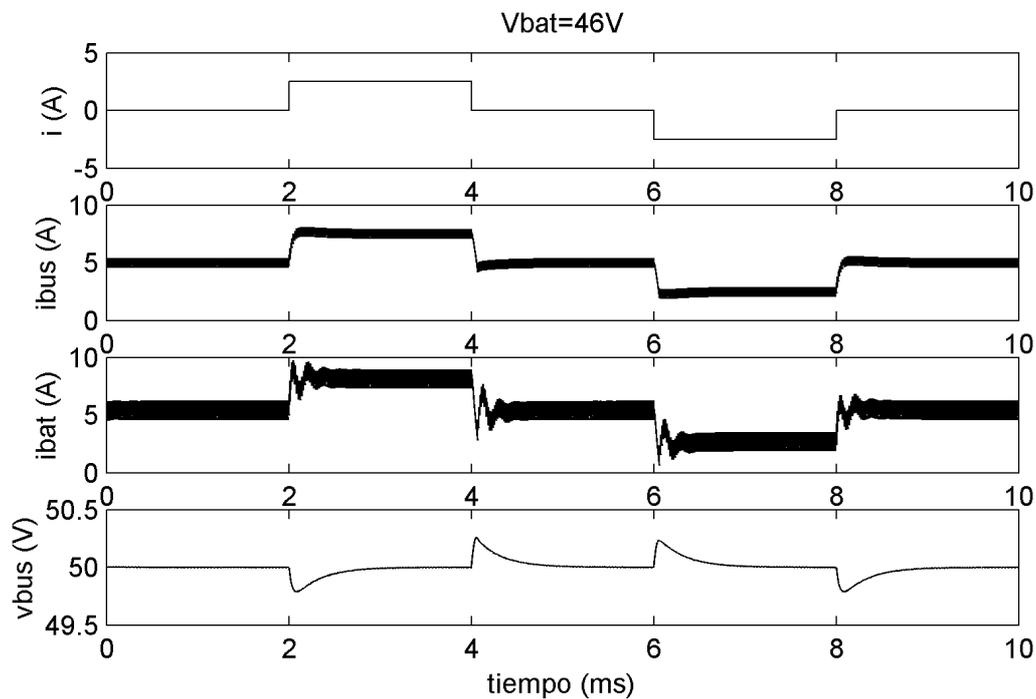


Fig. 111 Resultados de la simulación del BDR de la Fig. 107 con una carga de potencia constante y $V_{bat}=46V$.

Conexión de módulos en paralelo.

En este último ejemplo se ha simulado un descargador de batería de 250W. Supongamos que se desea obtener un descargador de batería de 500W utilizando dos módulos de 250W, situándolos en paralelo como en el esquema de la Fig. 112.

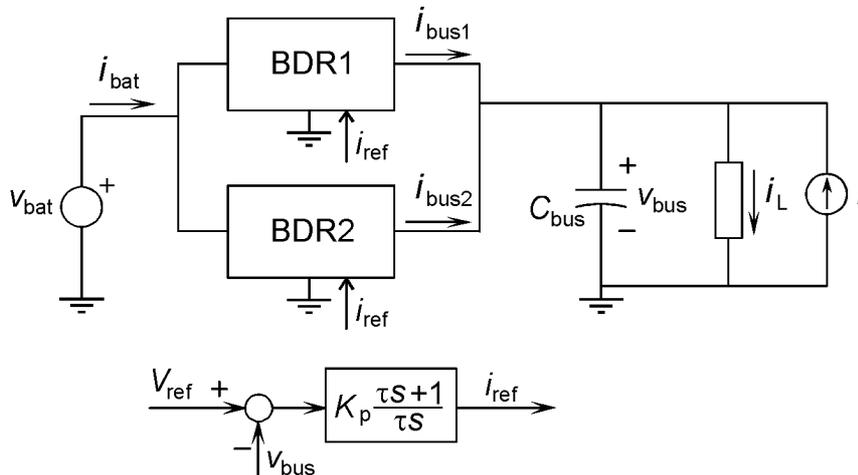


Fig. 112 Regulador descargador de batería con dos módulos en paralelo.

El único coeficiente que es necesario cambiar con respecto al caso de un módulo solo, es la capacidad C_{bus} , que debe duplicar su valor. Con ese cambio la impedancia del bus se divide por dos sin desplazarse en frecuencia, manteniéndose dentro de su nueva ‘máscara’.

Por otro lado, además de aumentar la potencia, aumenta el rizado de las corrientes, que se duplica cuando las corrientes de los dos módulos se suman en fase. En el puerto del bus esto se compensa con el aumento del condensador, pero en el puerto de la batería puede ser un inconveniente. Si el rizado de i_{bat} es excesivo, es posible atenuarlo volviendo a diseñar cada módulo con una especificación de rizado menor o utilizando alguna técnica de sincronización de las frecuencias de conmutación de los convertidores para que las corrientes se sumen siempre con la fase contraria y los rizados se anulen entre sí [24].

Se ha simulado el sistema de la Fig. 112, siendo cada módulo BDR un convertidor ‘boost’ con filtro de salida como el de la Fig. 107. Los valores de los parámetros son los mismos de la Tabla 15 (tomando $V_{bat}=42V$) excepto C_{bus} que se ha tomado de $640\mu F$. También se ha cambiado el valor de H un 5% en uno de los módulos para que las frecuencias de conmutación resulten ligeramente diferentes. La carga absorbe una potencia constante de 500W y la corriente i tiene una forma escalonada con saltos instantáneos de 5A.

Los resultados de la simulación se muestran en la Fig. 113.

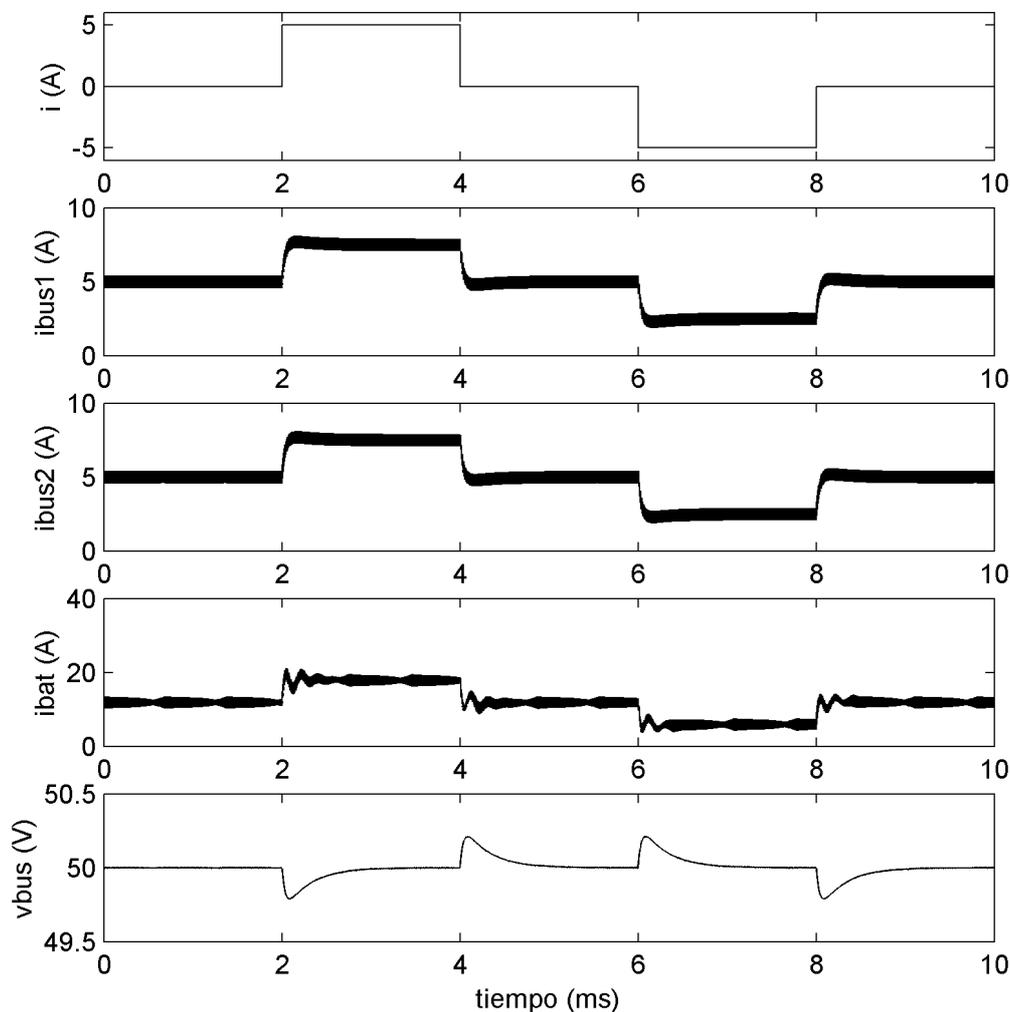


Fig. 113 Resultados de la simulación del sistema de la Fig. 112.

En las gráficas de la Fig. 113 se observa que las respuestas de la tensión del bus y de las corrientes de salida de cada módulo son iguales al caso con un módulo solo. Sin embargo, la amplitud del rizado en la corriente de la batería es mayor y se observa que esta amplitud tiene cierta modulación debido a la diferencia entre las frecuencias de conmutación de cada módulo.

4.3.2 BCR basado en un 'buck' de dos inductores.

En este ejemplo se muestra el diseño de un regulador cargador de batería utilizando los mismos procedimientos que en los ejemplos anteriores. Se ha elegido como convertidor del BCR el 'buck' de dos inductores B4 (Fig. 83). Un esquema del regulador con el control de corriente con histéresis se muestra en la Fig. 114. El lazo de tensión vuelve a ser el de la Fig. 97.

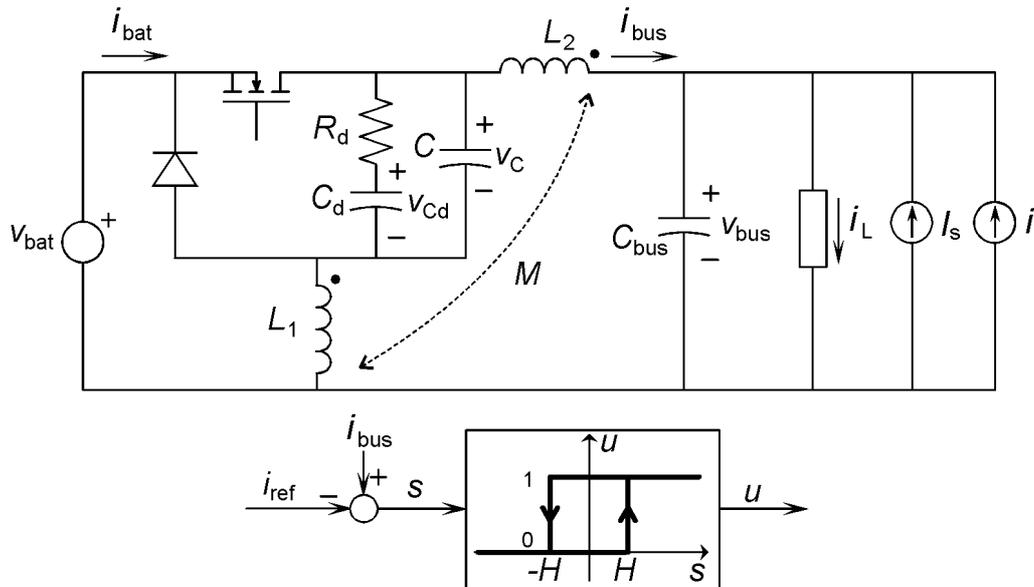


Fig. 114 Regulador cargador de batería basado en un 'buck' de dos inductores.

Las corrientes i_{bus} e i_{bat} , tal y como están definidas en la Fig. 114, son negativas en régimen estacionario. Se debe notar también que en este ejemplo la función de conmutación s tiene signo contrario a los ejemplos anteriores porque es lo que se necesita en este caso para crear el modo deslizante (teniendo en cuenta que $M < 0$ como se verá más abajo).

Diseño de los coeficientes del sistema.

Se desea diseñar un regulador cargador de batería de 250W de potencia nominal que trabaje a una frecuencia de conmutación de 100kHz en condiciones nominales para el mismo bus de 50V del ejemplo anterior. Se han escogido por lo tanto los mismos coeficientes del PI y del condensador del bus.

También se han utilizado las mismas especificaciones de la Tabla 14 para diseñar los coeficientes del convertidor y las expresiones correspondientes de la Tabla 10 para escoger los valores de los parámetros que aseguren la estabilidad de la dinámica cero.

Hay que destacar que, con el acoplamiento magnético, es posible, en teoría, cumplir cualquier especificación de los rizados de las corrientes i_{bus} e i_{bat} . En cambio, sin acoplamiento magnético, el rizado de i_{bat} no puede ser menor que el de i_{bus} .

Los valores de todos los coeficientes del sistema están en la Tabla 16. El coeficiente de acoplamiento magnético k toma un valor negativo, lo que indica que el acoplamiento se debe realizar en sentido contrario al indicado por los puntos en la Fig. 114.

TABLA 16 VALORES DE LOS COEFICIENTES DEL SISTEMA.

$V_{bat}=34V-46V$	$L_1=70\mu H$	$C_{bus}=320\mu F$
$V_{ref}=50V$	$L_2=70\mu H$	$C=8\mu F$
$K_p=10A/V$	$M = k\sqrt{L_1L_2}$, $k=-0,2$	$C_d=8\mu F$
$\tau=320\mu s$	$H=0,4A$	$R_d=4\Omega$

Resultados de la simulación.

Se ha simulado el regulador con una carga en el bus que absorbe una potencia constante de 250W y con una fuente de energía que proporciona 500W al bus ($I_s=10A$). El cargador de batería debe absorber por lo tanto 250W cuando $i=0A$. La corriente i sigue una forma de onda escalonada con saltos instantáneos de 2.5A. Se ha simulado el sistema en estas condiciones para los dos casos extremos de la tensión de batería.

Las principales variables del regulador se muestran en la Fig. 115, para $V_{bat}=34V$, y en la Fig. 116 para $V_{bat}=46V$. Las formas de onda son muy parecidas a los ejemplos anteriores, siendo en este caso las corrientes negativas por tratarse de un cargador de batería.

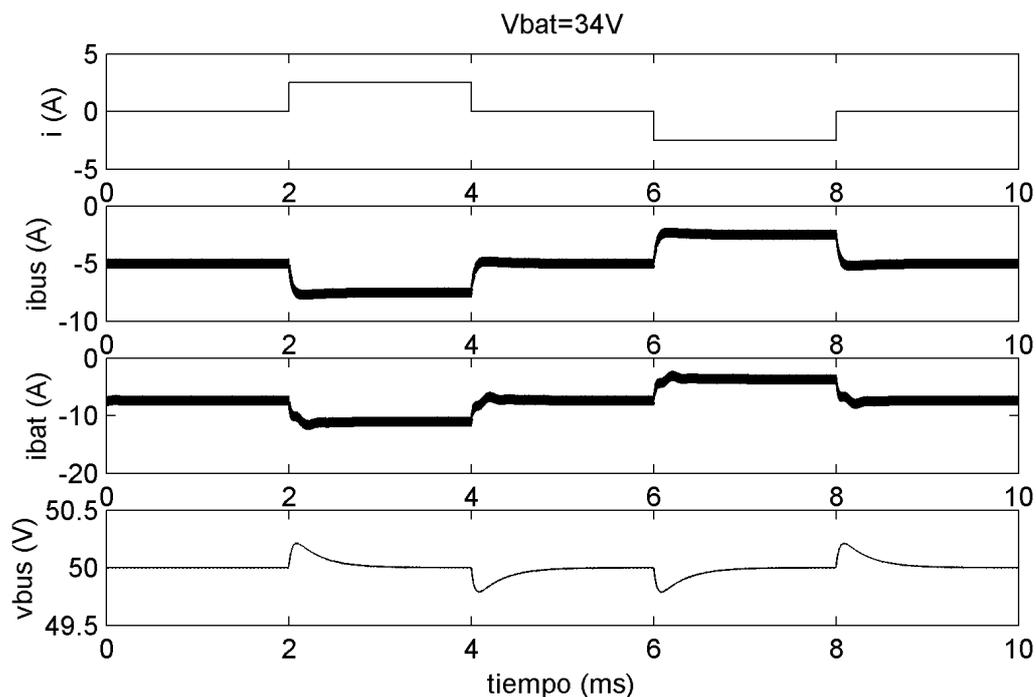


Fig. 115 Resultados de la simulación del BCR de la Fig. 114 con $V_{bat}=34V$.

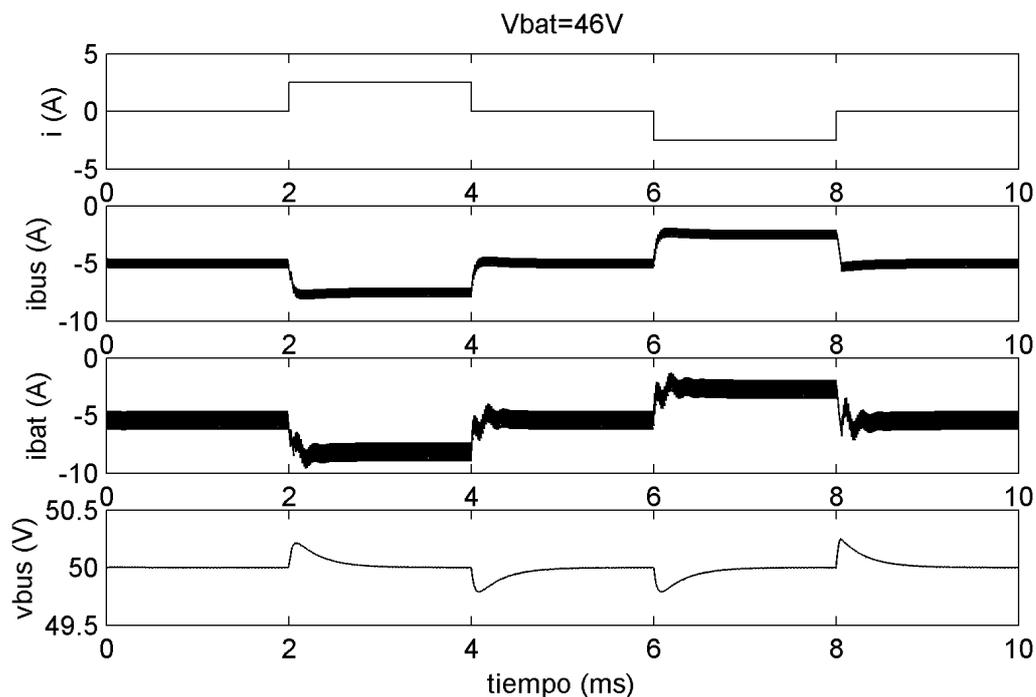


Fig. 116 Resultados de la simulación del BCR de la Fig. 114 con $V_{bat}=46V$.

Sistema con dos dominios de regulación.

En la siguiente simulación se unen los dos reguladores diseñados anteriormente para un bus de 50V y una batería de 42V y se asignan las condiciones de la carga para que el sistema funcione sucesivamente en los dominios de regulación del cargador y del descargador de batería. Un esquema del sistema simulado está dibujado en la Fig. 117.

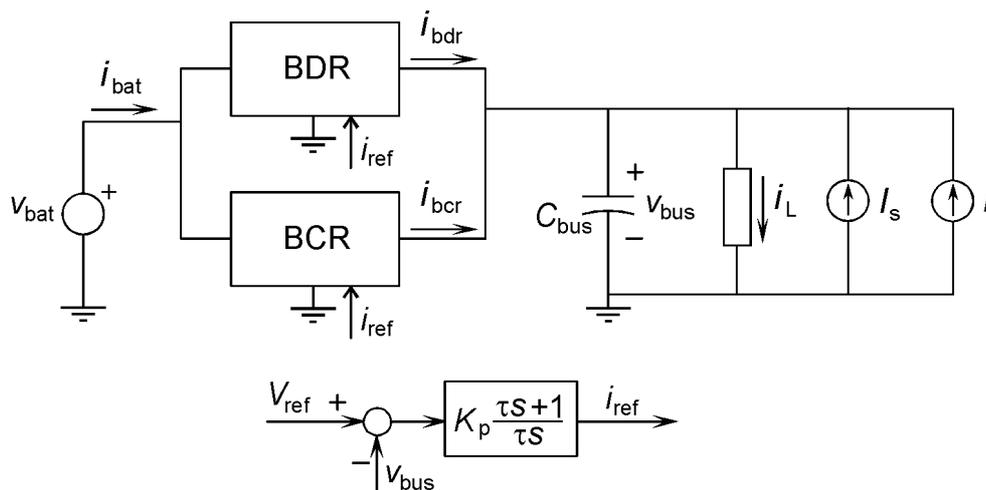


Fig. 117 Sistema con dos dominios de funcionamiento.

El módulo BDR es el ‘boost’ con filtro de salida de la Fig. 107 con los valores de la Tabla 15 y el módulo BCR es el ‘buck’ de dos inductores de la Fig. 114 con los valores de la Tabla 16.

Se ha conectado en el bus una carga de 250W de potencia constante y una fuente I_s que suministra 5A (250W) al bus. Por lo tanto, cuando $i=0A$ el sistema se encuentra en el límite entre los dos modos de funcionamiento. Se ha dado a $i(t)$ una forma de onda que va tomando valores entre 1,25A y $-1,25A$, cambiando de forma abrupta primero y de forma suave después, para poder observar la transición entre dominios de funcionamiento. Las principales variables de la simulación están representadas en la Fig. 118.

Se observa en esas gráficas que la tensión del bus no se desvía en ningún momento de los 50V más del 0.5%. Cuando i está próxima a 0A, los convertidores entran en modo discontinuo. En todo momento, incluso en modo discontinuo, las corrientes i_{bdr} e i_{bcr} siguen a la señal i_{ref} , indicando que los convertidores se encuentran en modo deslizante. Solamente se pierde el modo deslizante cuando la señal i_{ref} cambia de signo, lo que obligaría al convertidor a invertir el sentido de la transferencia de energía para seguirla. En esos casos las corrientes se mantienen a 0A tras un corto periodo transitorio.

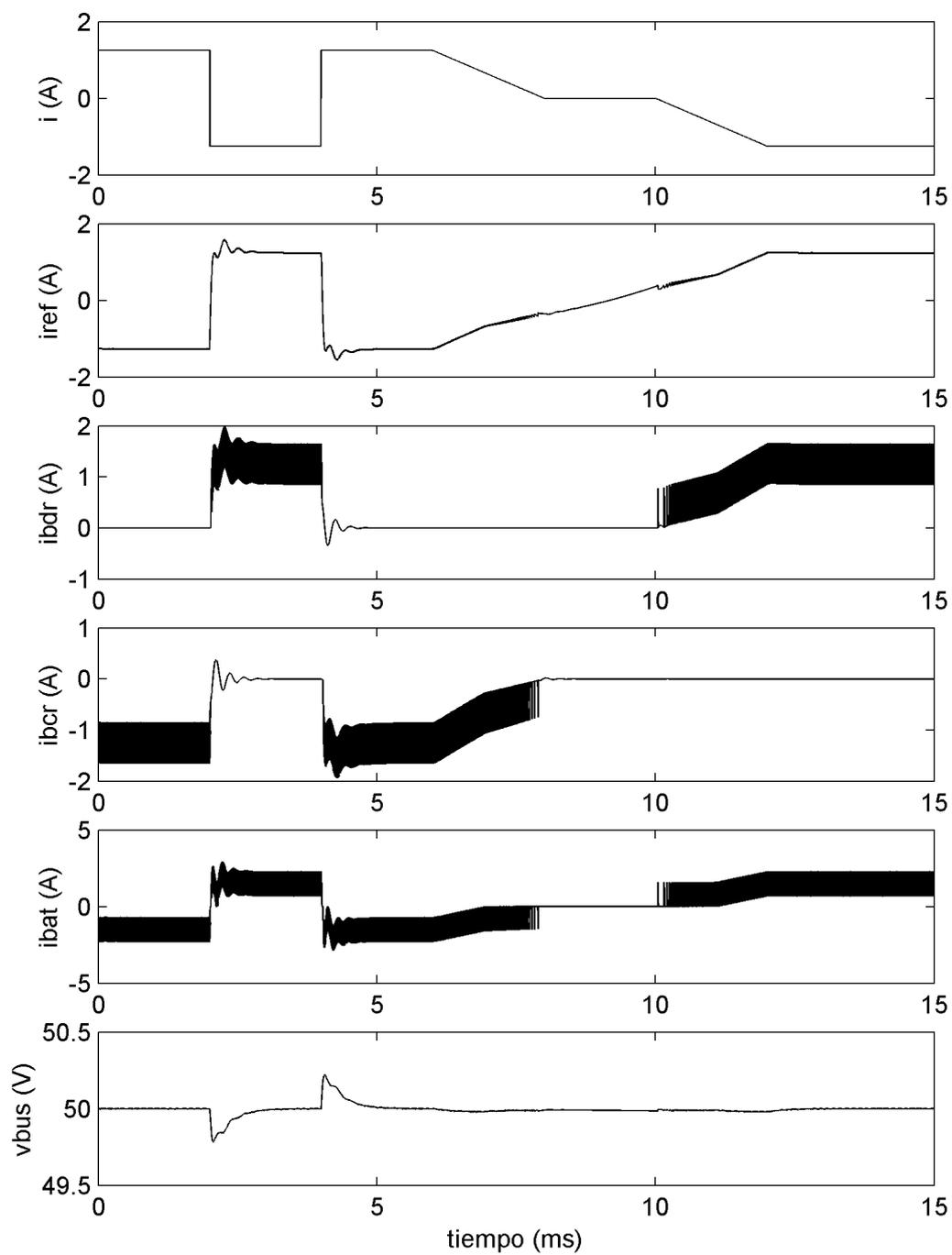


Fig. 118 Resultados de la simulación del sistema de la Fig. 117.

4.3.3 Regulador reversible BDR/BCR.

Como último ejemplo se presenta la simulación de un regulador reversible que puede hacer las funciones de cargador y descargador de batería. Se ha basado en la topología B5-BDR/C1-BCR de la Fig. 83. Es un ‘boost’ de dos inductores como descargador y un ‘buck’ de dos inductores como cargador. El sistema con el doble lazo de control está dibujado en la Fig. 119.

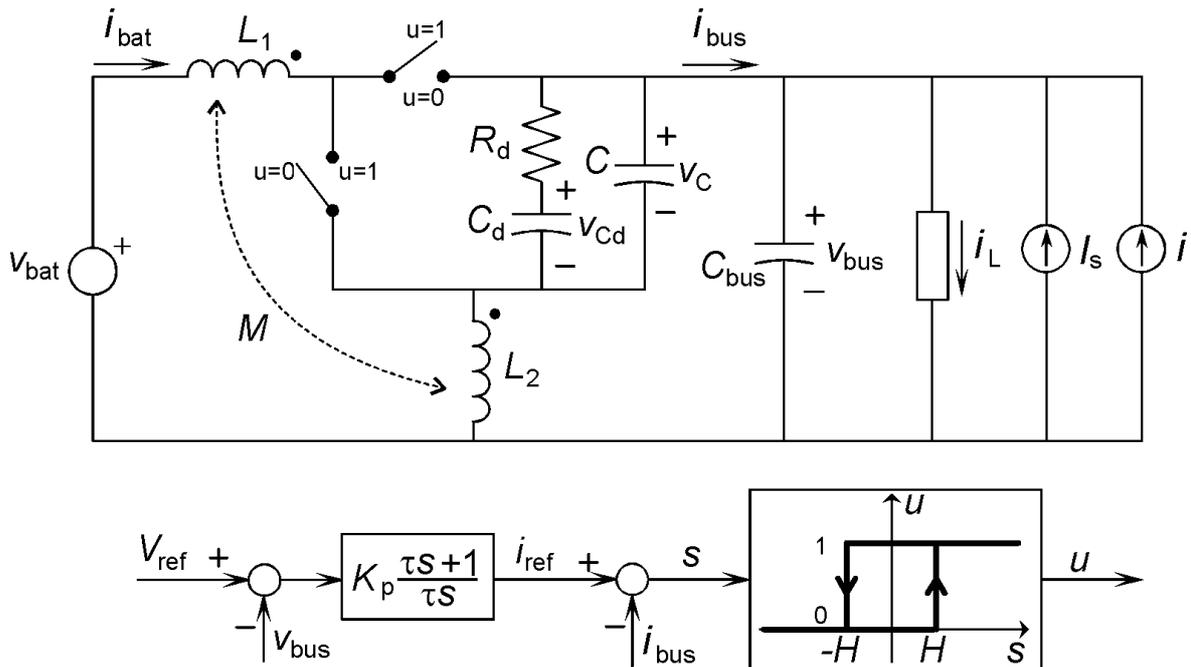


Fig. 119 Regulador cargador/descargador de batería basado en un convertidor reversible.

Diseño de los coeficientes del sistema.

El regulador debe estar conectado a un bus de 50V y manejar una potencia nominal de 250W como cargador y como descargador, trabajando a una frecuencia de conmutación de 100kHz en condiciones nominales. Siguiendo el mismo procedimiento que en los ejemplos anteriores se han escogido los mismos coeficientes del PI y del condensador del bus.

Para diseñar los coeficientes del convertidor se han utilizado las especificaciones de la Tabla 14 y las expresiones correspondientes de la Tabla 10, donde aparecen las condiciones de los parámetros que aseguran la estabilidad de la dinámica cero. El coeficiente de acoplamiento se ha escogido intentando minimizar el tamaño de los componentes mientras se respetaban todas las demás restricciones.

Hay que destacar en este caso que, con el acoplamiento magnético, es posible, en teoría, cumplir cualquier especificación de los rizados de las corrientes i_{bus} e i_{bat} . En cambio, sin acoplamiento magnético el rizado de i_{bat} es siempre aproximadamente igual al de i_{bus} .

Los valores elegidos de todos los coeficientes del sistema están en la Tabla 17.

TABLA 17 VALORES DE LOS COEFICIENTES DEL SISTEMA.

$V_{bat}=34V-46V$	$L_1=65\mu H$	$C_{bus}=320\mu F$
$V_{ref}=50V$	$L_2=95\mu H$	$C=8\mu F$
$K_p=10A/V$	$M = k\sqrt{L_1L_2}$, $k=0,6$	$C_d=10\mu F$
$\tau=320\mu s$	$H=0,4A$	$R_d=3\Omega$

Resultados de la simulación.

Se ha simulado el regulador reversible de la Fig. 119, con los valores de la Tabla 17, con una carga en el bus que absorbe una potencia constante de 250W y una fuente de energía que proporciona 250W al bus ($I_s=5A$). La corriente $i(t)$ sigue una forma de onda escalonada con saltos instantáneos de 2.5A que toma valores en ambos dominios de funcionamiento. Se ha simulado el sistema para los dos casos extremos de la tensión de batería.

Las principales variables del sistema se muestran en la Fig. 120, para $V_{bat}=34V$, y en la Fig. 121 para $V_{bat}=46V$. Las formas de onda son muy parecidas a los ejemplos anteriores, indicando la robustez del sistema y la validez del proceso de diseño. En este caso la transición entre dominios de funcionamiento se realiza de forma imperceptible.

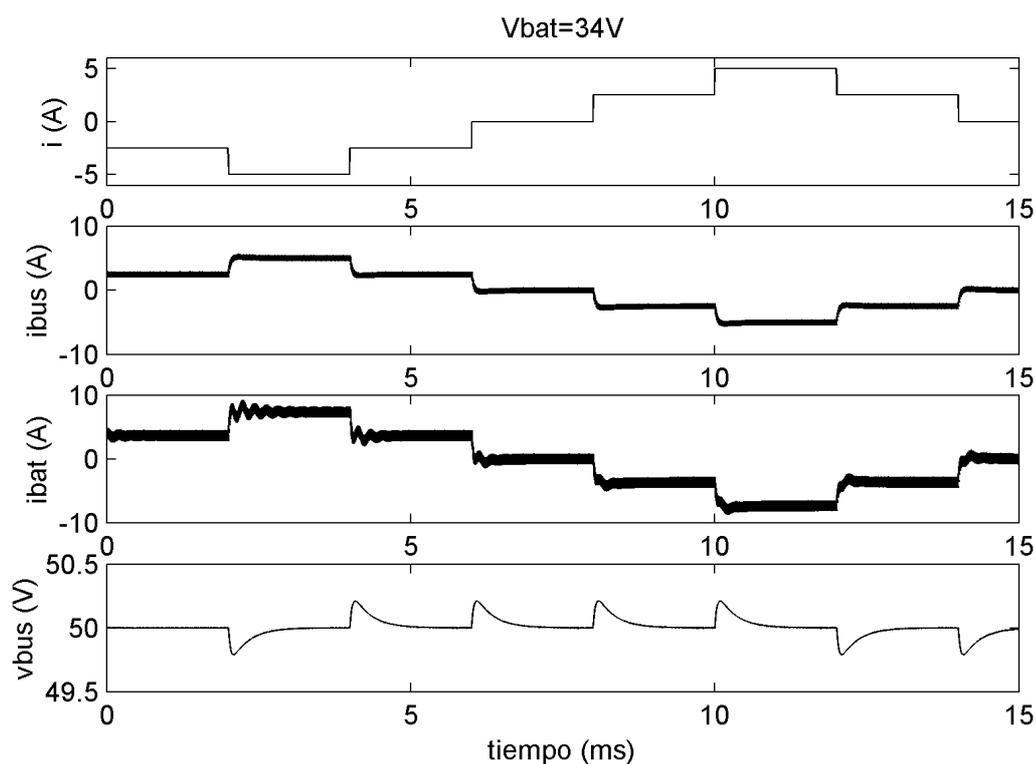


Fig. 120 Resultados de la simulación del sistema de la Fig. 119 con $V_{bat}=34V$.

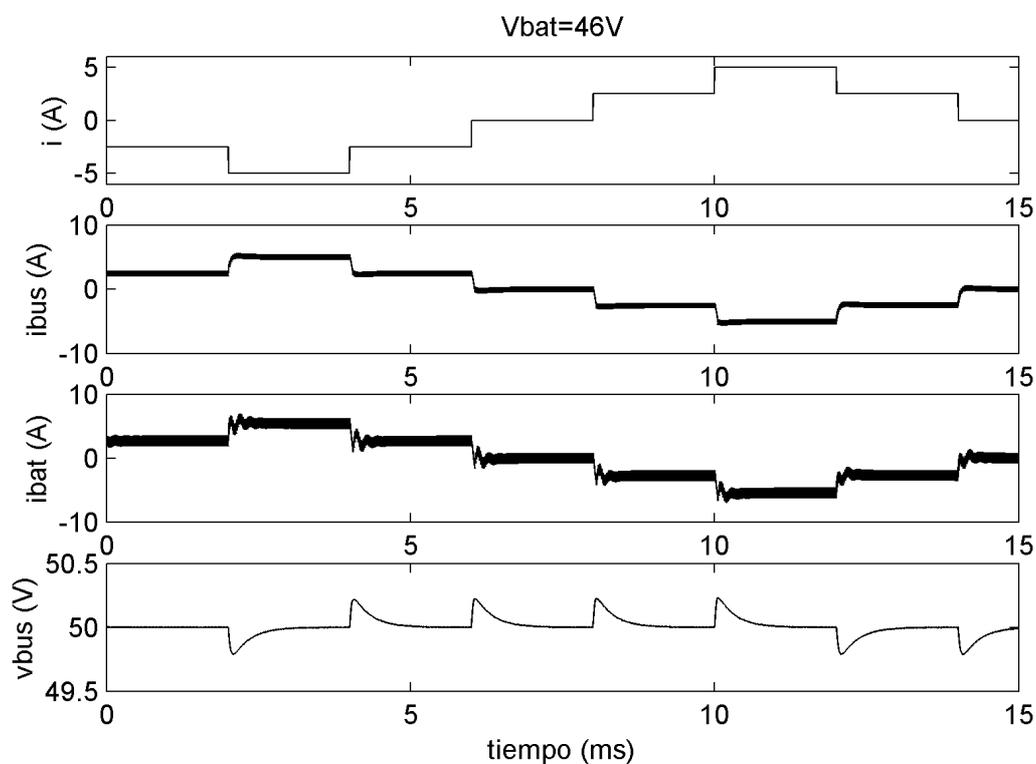


Fig. 121 Resultados de la simulación del sistema de la Fig. 119 con $V_{bat}=46V$.

CAPÍTULO 5

CONCLUSIONES Y LÍNEAS DE CONTINUACIÓN.

En este capítulo se exponen las principales conclusiones que se pueden extraer del trabajo presentado en esta tesis y los puntos donde se puede continuar la investigación.

Conclusiones.

Se ha obtenido un conjunto finito de convertidores básicos, a partir de los circuitos con dos interruptores, aplicando un método de síntesis original basado en reglas topológicas.

Se han seleccionado los convertidores básicos con estrés mínimo en los interruptores. Se han escogido, de entre estos, los convertidores con la corriente de salida continua, para utilizar como descargadores de batería, y los que tienen la corriente de entrada continua como cargadores de batería.

Los convertidores seleccionados son doce, dos de primer orden y diez de tercer orden. Seis de ellos tienen ambas corrientes de entrada y de salida continuas. A partir de los convertidores seleccionados se pueden obtener nueve cargadores, nueve descargadores y, si se utilizan interruptores reversibles en corriente, nueve cargadores/descargadores diferentes. De estos nueve, cuatro son elevadores, cuatro reductores y uno elevador-reductor. Con estos convertidores se cubren casi todas las posibles aplicaciones de reguladores cargadores y descargadores de batería.

Se ha encontrado que todos los convertidores seleccionados (tomando como salida del sistema el error de la corriente que se debe controlar) tienen grado relativo uno y su dinámica cero es asintóticamente estable, si se cumplen ciertas relaciones entre los parámetros que se han obtenido explícitamente para cada convertidor. En algunos casos, para que esto sea cierto, es necesario acoplar magnéticamente los dos inductores o añadir una red R-C serie en paralelo con el condensador.

Una ventaja adicional de acoplar magnéticamente los dos inductores es que proporciona un grado de libertad para escoger independientemente los rizados de las corrientes de entrada y de salida. En algunos convertidores esto no es posible sin el acoplamiento magnético.

En todos los convertidores de tercer orden seleccionados es conveniente añadir una red R-C serie en paralelo con el condensador intermedio para amortiguar la dinámica cero, especialmente cuando la potencia de salida es la mínima. El criterio de diseño propuesto para esta red de amortiguación, en el caso del 'buck' con filtro de entrada, coincide bastante bien con el método clásico de diseño del filtro de entrada.

Es posible controlar la corriente en modo deslizante en todos los convertidores seleccionados cuando el grado relativo vale uno y la dinámica cero es asintóticamente estable.

Se han proporcionado criterios de diseño del lazo de corriente y del lazo de tensión de reguladores cargadores y descargadores de batería, utilizando comparadores con histéresis para generar la señal de control en modo deslizante.

Se han simulado varios de estos reguladores, encontrando que cumplen las especificaciones restrictivas de impedancia en el bus y al mismo tiempo tienen un comportamiento robusto frente a perturbaciones de gran señal cuando los parámetros toman sus valores extremos.

Líneas de continuación.

Los convertidores presentados en esta tesis necesitan de estudios adicionales para poder utilizarse en la práctica como reguladores en el bus de un satélite. Hace falta incorporar dispositivos de protección contra sobrecarga y exceso de tensión en el bus y el sistema final debe ser tolerante a fallos. Es necesario comprobar los resultados obtenidos en esta tesis en prototipos experimentales.

Otros estudios mejorarían las características de los convertidores presentados. Se pueden estudiar métodos de sincronización de convertidores en paralelo para reducir el rizado de la corriente de la batería, lo que seguramente reduciría el peso de los filtros. También es conveniente un estudio sobre la manera de escoger los coeficientes para optimizar el peso del convertidor manteniendo el resto de las especificaciones.

Por otro lado, se puede continuar la investigación estudiando topologías derivadas de los convertidores básicos. Estas pueden ser las que incluyan un inductor partido, para reducir el estrés en alguno de los interruptores o las que incluyan interruptores en 'push-pull', para reducir el número de componentes al situar convertidores básicos en paralelo.

No se ha encontrado ningún convertidor básico elevador-reductor con las corrientes de entrada y de salida continuas. Los convertidores con estas propiedades son de quinto orden y se merecen un estudio aparte.

También se pueden buscar nuevos convertidores elevadores-reductores que tengan el mismo rendimiento que los que son sólo elevadores o sólo reductores. Estos convertidores, si existen, deben tener más de dos interruptores.

En todas esas topologías se puede explotar la idea de estabilizar la dinámica cero introduciendo amortiguación con pérdidas despreciables y/o acoplando los inductores.

Otra posibilidad de continuación del trabajo es el control PWM de los convertidores de fase mínima encontrados. El estudio que se ha hecho sobre las ventajas del acoplamiento magnético tiene aplicación con independencia del tipo de control que se utilice.

En cuanto al control en modo deslizante se pueden buscar otros dispositivos, además del comparador con histéresis, que permitan realizar la ley de control en modo deslizante y que tengan ventajas adicionales, como puede ser acotar de forma más estrecha la frecuencia de conmutación.

Se puede continuar la investigación en el campo de los sistemas de alimentación de satélites con los convertidores de la interfaz de los usuarios. Estos convertidores tienen especificaciones diferentes como son, el aislamiento galvánico, múltiples salidas y rechazo de perturbaciones en la tensión de entrada y en la corriente de salida. Seguramente se pueden obtener resultados interesantes aplicando las ideas del control en modo deslizante.

Referencias

- [1] P. Annoni, L. Croci, G. Gianninoto and F. Ronchi, "Modular MRU (Main bus Regulator Unit) for application in GEO Telecommunication Satellites," in European Space Power Conference, 1998, pp. 91-97.
- [2] J. Aroca, D. Olsson and J. Maicas, "An Efficient BDR Topology, able to handle a Large Battery Voltage Range," in European Space Power Conference, 1998, pp. 33-38.
- [3] J. Calvente, F. Guinjoan, L. Martínez-Salamero and A. Poveda, "Large-Signal Analysis and Simulation of Switching Regulators," in PELS Workshop on Computers in Power Electronics, Aug. 1994, pp. 342-348.
- [4] J. Calvente, F. Guinjoan, A. Poveda and L. Martínez-Salamero, "Computer-Aided Design and Graphics Applied to the Study of Stability Regions in Switching Regulators," in European Space Power Conference, Sep. 1995, pp. 341-344.
- [5] J. Calvente, R. Giral, J. Hernanz and R. Leyva, "Push-pull switching power amplifier with sliding-mode control," in IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1996, pp. 1484-1487.
- [6] J. Calvente, L. Martínez-Salamero and R. Giral, "Design of Locally Stable Sliding Modes in Bidirectional Switching Converters," in IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems, 1997, pp. 615-618 vol.1.
- [7] J. Calvente, L. Martínez-Salamero, P. Garcés and R. Leyva, "Zero Dynamics-Based Classification of PWM dc-to-dc Converters," in International Conference Electrical Drives and Power Electronics, Oct. 2000, pp. 16-20.
- [8] J. Calvente, L. Martínez-Salamero, P. Garcés, R. Leyva and A. Capel, "Dynamic Optimization of Bidirectional Topologies for Battery Charge/Discharge in Satellites," in IEEE Power Electronics Specialists Conference, Jun. 2001, pp. 1994-1999.
- [9] A. Capel, M. Clique and A.J. Fossard, "Current Control Modulators: General Theory on Specific Designs," *IEEE Trans. on Industrial Electronics and Control Instrumentation*, Vol. 28, No 4, pp. 292-307, Nov. 1981.

- [10] A. Capel, D. O'Sullivan, A.H. Weinberg, J.C. Marpinard, G. Salut, M. Valentin, N. Limbourg and J.C. Rym, "A Bi-Directional High Power Cell Using Large Signal Feedback Control with Maximum Current Conduction Control (MC3) for Space Applications," in IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1986, pp. 684-695.
- [11] A. Capel, D. O'Sullivan and J.C. Marpinard, "High-Power Conditioning for Space Applications," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 76, No 4, pp. 391-408, Apr. 1988.
- [12] A. Capel, H.J.N. Spruijt, A.H. Weinberg, D. O'Sullivan, A. Crausaz and J.C. Marpinard, "A Versatile Zero Ripple Topology," in IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1988, pp. 133-141.
- [13] A. Capel and S. Defoug, "The power system trade off of the multimedia constellation satellite for the Skybridge Missions. Trade off study using the PowerCap software," in IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Jul. 1999, pp. 217-25.
- [14] JP. Castiaux, P. Bury and B. Liégeois, "A New Generation of Power Conditioning Modules for High Power Telecommunication Spacecrafts," in European Space Power Conference, 1995, pp. 61-68.
- [15] JP. Castiaux, P. Bury and B. Liégeois, "Power Conditioning Units for High Power Geostationary Satellites," in IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1997, pp. 772-733.
- [16] L.O. Chua, C.A. Desoer and E.S. Kuh, *Linear and Nonlinear Circuits*. McGraw Hill, 1987.
- [17] S. Cuk, "A New Zero-Ripple Switching Dc-to-Dc Converter," in IEEE Power Electronics Specialists Conference, Jun. 1980, pp. 12-32.
- [18] W. Denzinger, "Electrical power subsystem of GLOBALSTAR," in European Space Power Conference, Sep. 1995, pp. 171-4.
- [19] J.C. Doyle, B.A. Francis and A.R. Tannenbaum, *Feedback Control Theory*. MacMillan, 1992.
- [20] A. Duchene and B. Lacore, "The HERMES Spaceplane Power Subsystem Conditioning and Distribution," in European Space Power Conference, 1991, pp. 257-263.
- [21] DYNASIM AB, *Dymola - Dynamic Modeling Laboratory*. [Online]. Disponible: <http://www.Dynasim.se/www/dymola.htm>.
- [22] S.Y. Erich and W.M. Polivka, "Input Filter Design Criteria for Current Programmed Regulators," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 7, No 1, pp. 143-151, Jan. 1992.
- [23] Y. Ermurat and G. Merveille, "Load Protection by Fuses and its Impacts on the Power Subsystem Design," in ESTEC Spacecraft Power-Conditioning Seminar, 1982, pp. 61-65.

- [24] R. Giral Castellón, *Síntesis de estructuras multiplicadoras de tensión basadas en células convertidoras continua-continua de tipo conmutado*, Tesis Doctoral. Universidad Politécnica de Cataluña. Mar. 1999.
- [25] F. Guinjoan, J. Calvente, A. Poveda and L. Martínez-Salamero, "Large-Signal Modeling and Simulation of Switching DC-DC Converters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 12, No 3, pp. 485-494, May 1997.
- [26] J.E. Haines, "The MARECS/ECS Power Subsystem," in *ESTEC Spacecraft Power-Conditioning Seminar*, 1982, pp. 11-20.
- [27] Shi-Ping Hsu, A. Brown, L. Rensink and R.D. Middlebrook, "Modelling and Analysis of Switching Dc-to-Dc Converters in Constant-Frequency Current-Programmed Mode," in *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Jun. 1979, pp. 284-301.
- [28] J. Jenkins, G. Dakermanji, M. Butler and U. Carlsson, "The Near Earth Asteroid Rendezvous spacecraft power subsystem," in *European Space Power Conference*, Sep. 1995, pp. 277-82.
- [29] S. King and P. Alcindor, "The Subsystem Regulator, the next generation in Satellite Regulated Power Conditioning," in *European Space Power Conference*, 1989, pp. 91-98.
- [30] A.S. Kislovski, R. Redl and N.O. Sokal, *Dynamic Analysis of Switching-Mode DC/DC Converters*. Van Nostrand Reinhold, 1991.
- [31] W. Knorr, "Power System of Meteosat Second Generation," in *European Space Power Conference*, 1998, pp. 11-16.
- [32] R. Leyva Grasa, *Control de convertidores conmutados mediante técnicas no lineales: pasividad, linealización entrada-salida y redes neuronales*, Tesis Doctoral. Universidad Politécnica de Cataluña. Abr. 2000.
- [33] D. Loche, J.M. Dubouch and A. Lehman, "Power system for LEOSTAR," in *European Space Power Conference*, Sep. 1998, pp. 171-6.
- [34] D. Maksimovic and S. Cuk, "General Properties and Synthesis of PWM DC-to-DC Converters," in *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1989, pp. 515-25.
- [35] D. Maksimovic and S. Cuk, "A Unified Analysis of PWM Converters in Discontinuous Modes," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 6, No 3, pp. 476-90, Jul. 1991.
- [36] R. Marino and P. Tomei, *Nonlinear Control Design. Geometric, Adaptive and Robust*. Prentice Hall, 1995.

- [37] L. Martínez-Salamero, A. Poveda, J. Font, J. Majó, L. García de Vicuña, F. Guinjoan, A.F. Sánchez, J.C. Marpinard and M. Valentin, "On the Synthesis and Control of Bidirectional Switching Converters," in IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1993, pp. 197-202.
- [38] L. Martínez-Salamero, J. Calvente, R. Giral, A. Poveda and E. Fossas, "Analysis of a Bidirectional Coupled-Inductor Cuk Converter Operating in Sliding Mode," IEEE Trans. on Circuits and Systems - I: Fundamental Theory and Applications, Vol. 45, No 4, pp. 355-363, Apr. 1998.
- [39] R.P. Massey and E.C. Snyder, "High voltage single-ended dc-dc converter," in IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1977, pp. 156-9.
- [40] E.R.W. Meerman and H.J.N. Spruijt, "PWM Converter Topologies," in European Space Power Conference, 1989, pp. 297-305.
- [41] R.D. Middlebrook and S. Cuk, "A General Unified Approach to Modelling Switching-Converter Power Stages," in IEEE Power Electronics Specialists Conference, Jun. 1976, pp. 18-34. Reimpreso en *Advances in Switched-Mode Power Conversion*. TESLAcO, 1981.
- [42] R.D. Middlebrook, "Input Filter Considerations in Design and Application of Switching Regulators," in IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Oct. 1976, pp. 366-382. Reimpreso en *Advances in Switched-Mode Power Conversion*. TESLAcO, 1981.
- [43] R.D. Middlebrook, "Design Techniques for Preventing Input-Filter Oscillations in Switched-Mode Regulators," in POWERCON, National Solid-State Power Conversion Conference, May 1978. Reimpreso en *Advances in Switched-Mode Power Conversion*. TESLAcO, 1981.
- [44] R.D. Middlebrook, S. Cuk and B. Behn, "A New Battery Charger/Discharger Converter," in IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1978, pp. 251-255. Reimpreso en *Advances in Switched-Mode Power Conversion*. TESLAcO, 1981.
- [45] R.D. Middlebrook, "Modelling and Design of the Cuk Converter," in POWERCON, National Solid-State Power Conversion Conference, May 1979. Reimpreso en *Advances in Switched-Mode Power Conversion*. TESLAcO, 1981.
- [46] M.B. Monagan, K.O. Geddes, K.M. Heal, G. Labahn and S.M. Vorkoetter, *Maple V Programming Guide*. Springer-Verlag, 1998.
- [47] A. E. Navarro Anton, *Concepción de la unidad de potencia de minisatélites con baterías de baja tensión*, Tesis Doctoral. Universitat de València. Jul. 1997.
- [48] D. O'Sullivan and A.H. Weinberg, "The Sequential Switching Shunt Reguator S3R," in ESTEC Spacecraft Power-Conditioning Seminar, Sep. 1977, pp. 123-31.
- [49] D. O'Sullivan, H.J.N. Spruijt and A. Crausaz, "PWM Conductance Control," in IEEE Power Electronics Specialists Conference, Apr. 1988, pp. 351-359.

- [50] D. O'Sullivan, "Satellite Power System Topologies," *ESA Journal*, Vol. 13, pp. 77-88, 1989.
- [51] D. O'Sullivan and M. Martin Alonso, "Rationale behind the SMART Regulator," in *European Space Power Conference*, 1995, pp. 47-53.
- [52] P. Perol and A. Crausaz, "Input Filter Design made easy with Average Current Conductance Control," in *European Space Power Conference*, 1991, pp. 33-38.
- [53] R. Redl and N.O. Sokal, "Current-Mode Control, Five Different Types, Used with the Three Basic Classes of Power Converters: Small-Signal AC and Large-Signal DC Characterization, Stability Requirements, and Implementation of Practical Circuits," in *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1985, pp. 771-785.
- [54] D.M. Sable, F.C. Lee and B.H. Cho, "A Zero-Voltage-Switching Bidirectional Battery Charger / Discharger for the NASA EOS Satellite," in *IEEE Applied Power Electronics Conference*, 1992, pp. 614-621.
- [55] H. Sira-Ramirez, "Sliding Motions in Bilinear Switched Networks," *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, Vol. 34, No 8, pp. 919-932, Aug. 1987.
- [56] H. Sira-Ramirez and M. Ilic, "A Geometric Approach to the Feedback Control of Switch Mode DC-to-DC Power Supplies," *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, Vol. 35, No 10, pp. 1291-1298, Oct. 1988.
- [57] H. Sira-Ramirez, "Structure at infinity, zero dynamics and normal forms of systems undergoing sliding motions," *Int. J. Systems Sci.*, Vol. 21, pp. 665-674, 1990.
- [58] H.J.N. Spruijt, P. Perol and A. Hogsholm, "ESA Power Standard," in *European Space Power Conference*, Sep. 1991, pp. 145-150.
- [59] S.D. Sudhoff, S.F. Glover, P.T. Lamm, D.H. Schmucker and D.E. Delisle, "Admittance Space Stability Analysis of Power Electronic Systems," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronics Systems*, Vol. 36, No 3, pp. 965-73, Jul. 2000.
- [60] R. Tymerski and V. Vorpérian, "Generation and Classification of PWM DC-to-DC Converters," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronics Systems*, Vol. 24, pp. 743-754, 1988.
- [61] V.I. Utkin, "Variable Structure Systems with Sliding Modes," *IEEE Trans. on Automatic Control*, Vol. 22, No 2, pp. 212-222, Apr. 1977.
- [62] V.I. Utkin, *Sliding Modes in Control and Optimization*. Springer-Verlag, 1992.
- [63] E. van Dijk, H.J.N. Spruijt, D. O'Sullivan and J.B. Klaassens, "PWM-Switch Modeling of DC-DC Converters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 10, pp. 659-664, 1995.
- [64] E. van Dijk, J.B. Klaassens, H.J.N. Spruijt and D. O'Sullivan, "Battery Charger Design for the Columbus MTF Power System," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronics Systems*, Vol. 33, pp. 29-36, 1997.

- [65] R. Venkataramanan, A. Sabanovic and S. Cuk, "Sliding Mode Control of DC-to-DC Converters," in International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1985, pp. 251-258.
- [66] A.H. Weinberg, "A Boost Regulator with a New Energy-Transfer Principle," in Spacecraft Power-Conditioning Electronics Seminar, May 1974, pp. 115-122.
- [67] A.H. Weinberg and D. O'Sullivan, "LC³: Application to Voltage Regulator," in ESTEC Spacecraft Power-Conditioning Seminar, Sep. 1977, pp. 165-173.
- [68] A.H. Weinberg and P. Rueda Boldó, "A High Power, High Frequency, DC to DC Converter for Space Applications," in IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1992, pp. 1140-1147.
- [69] S.H. Weinberg and A. Lopez, "A Bidirectional BDR/BCR for Satellite Applications," in European Space Power Conference, 1998, pp. 27-32.
- [70] G.W. Wester and R.D. Middlebrook, "Low-Frequency Characterization of Switched Dc-to-Dc Converters," in IEEE Power Electronics Specialists Conference, May 1972, pp. 9-20. Reimpreso en *Advances in Switched-Mode Power Conversion*. TESLAcO, 1981.