



ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DE CHIMBORAZO
FACULTAD DE INFORMÁTICA Y ELECTRÓNICA
CARRERA ELECTRÓNICA Y AUTOMATIZACIÓN

**“ANÁLISIS DEL RENDIMIENTO DE SISTEMAS DE
CONVERSIÓN DC-DC MISO AISLADO Y NO AISLADO EN LAZO
CERRADO BASADO EN CONTROLADORES CLÁSICOS BAJO
UN ENTORNO DE PRODUCCIÓN DE ENERGÍA RENOVABLE
HÍBRIDA MEDIANTE EL DISEÑO, MODELADO Y
SIMULACIÓN”**

Trabajo de Integración Curricular

Tipo: Proyecto de Investigación

Presentado para optar al grado académico de:

INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y AUTOMATIZACIÓN

AUTOR:

JOAQUÍN ROSENDO SOLDADO GUAMÁN

Riobamba – Ecuador

2022



ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DE CHIMBORAZO
FACULTAD DE INFORMÁTICA Y ELECTRÓNICA
CARRERA ELECTRÓNICA Y AUTOMATIZACIÓN

**“ANÁLISIS DEL RENDIMIENTO DE SISTEMAS DE
CONVERSIÓN DC-DC MISO AISLADO Y NO AISLADO EN LAZO
CERRADO BASADO EN CONTROLADORES CLÁSICOS BAJO
UN ENTORNO DE PRODUCCIÓN DE ENERGÍA RENOVABLE
HÍBRIDA MEDIANTE EL DISEÑO, MODELADO Y
SIMULACIÓN”**

Trabajo de Integración Curricular

Tipo: Proyecto de Investigación

Presentado para optar al grado académico de:

INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y AUTOMATIZACIÓN

AUTOR: JOAQUÍN ROSENDO SOLDADO GUAMÁN

DIRECTOR: ING. JORGE LUIS HERNÁNDEZ AMBATO, Ph.D

Riobamba – Ecuador

2022

© 2022, Joaquín Rosendo Soldado Guamán.

Se autoriza la reproducción total o parcial, con fines académicos, por cualquier medio o procedimiento, incluyendo la cita bibliográfica del documento, siempre y cuando se reconozca el Derecho de Autor.

Yo, JOAQUÍN ROSENDO SOLDADO GUAMÁN, declaro que el presente trabajo de titulación es de autoría propia y los resultados del mismo son auténticos. Los textos en el documento que provienen de otras fuentes están debidamente citados y referenciados.

Como autor asumo la responsabilidad legal y académica de los contenidos de este trabajo de titulación; El patrimonio intelectual pertenece a la Escuela Superior Politécnica de Chimborazo.

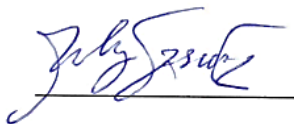
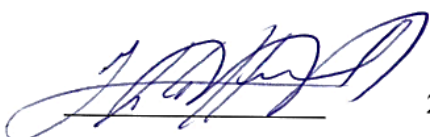
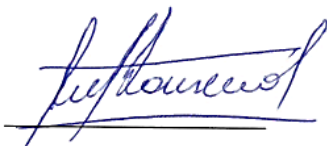
Riobamba, 19 de mayo de 2022.



Soldado Guamán Joaquín Rosendo
060522019-3

ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DE CHIMBORAZO
FACULTAD DE INFORMÁTICA Y ELECTRÓNICA
CARRERA ELECTRÓNICA Y AUTOMATIZACIÓN

El tribunal del trabajo de titulación certifica que: El Trabajo de Integración Curricular: Proyecto de Investigación titulado **“ANÁLISIS DEL RENDIMIENTO DE SISTEMAS DE CONVERSIÓN DC-DC MISO AISLADO Y NO AISLADO EN LAZO CERRADO BASADO EN CONTROLADORES CLÁSICOS BAJO UN ENTORNO DE PRODUCCIÓN DE ENERGÍA RENOVABLE HÍBRIDA MEDIANTE EL DISEÑO, MODELADO Y SIMULACIÓN”**, de responsabilidad del señor **JOAQUÍN ROSENDO SOLDADO GUAMÁN**, ha sido minuciosamente revisado por los Miembros del Tribunal del trabajo de titulación, quedando autorizada su presentación.

	FIRMA	FECHA
Dr. Miguel Tasambay Salazar, Ph.D PRESIDENTE DEL TRIBUNAL		2022-05-19
Ing. Jorge Luis Hernández Ambato, Ph.D DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN		2022-05-19
Ing. Paúl Patricio Romero Riera, Ph.D MIEMBRO DEL TRIBUNAL		2022-05-19

DEDICATORIA

La presente investigación va dedicada a toda la comunidad lectora de este documento, quienes con su interacción enriquecerán y aportarán al crecimiento de la temática de estudio de los contenidos inmersos en cada uno de los capítulos que componen esta tesis. También porque en ustedes recae el realce o refute de los argumentos, métodos y/o técnicas propuestas por el autor; además del juicio de valor personal que puedan emitir acerca de la información puesta a su consideración.

Joaquín Soldado

AGRADECIMIENTO

Extiendo un agradecimiento fraterno y grato a mi círculo familiar y social quienes creyeron y apoyaron el proyecto llamado Joaquín Soldado; así también a los docentes de la ESPOCH por ser partícipes de la formación académica que desembocó en la elaboración de la presente investigación, resaltando de entre ellos al tutor por su convicción y vocación docente mostrada durante la elaboración del documento en mención.

Joaquín Soldado

TABLA DE CONTENIDO

ÍNDICE DE TABLAS.....	x
ÍNDICE DE GRÁFICOS.....	xi
ÍNDICE DE FIGURAS.....	xiii
ÍNDICE DE ANEXOS.....	xvi
ÍNDICE DE ABREVIATURAS.....	xvii
RESUMEN.....	xviii
SUMMARY.....	xix
INTRODUCCIÓN.....	1

CAPITULO I

1	MARCO TEÓRICO REFERENCIAL.....	6
1.1	Sistemas de conversión DC-DC.....	6
<i>1.1.1</i>	<i>Convertidores DC-DC.....</i>	<i>6</i>
<i>1.1.1.1</i>	<i>Clasificación.....</i>	<i>7</i>
<i>1.1.2</i>	<i>Convertidores DC-DC SISO.....</i>	<i>9</i>
<i>1.1.2.1</i>	<i>Convertidores no aislados.....</i>	<i>9</i>
<i>1.1.2.2</i>	<i>Convertidores aislados.....</i>	<i>10</i>
<i>1.1.3</i>	<i>Convertidores DC-DC MISO.....</i>	<i>12</i>
<i>1.1.3.1</i>	<i>Síntesis de estrategias de diseño de los convertidores MISO.....</i>	<i>12</i>
<i>1.1.3.2</i>	<i>Definición de casos de estudio de convertidores MISO.....</i>	<i>14</i>
<i>1.1.3.2.1</i>	<i>Convertidores MISO no aislados.....</i>	<i>16</i>
<i>1.1.3.2.2</i>	<i>Convertidores MISO aislados.....</i>	<i>16</i>
1.2	Teoría del control clásico.....	18
<i>1.2.1</i>	<i>Sistemas de control.....</i>	<i>18</i>
<i>1.2.1.1</i>	<i>Sistemas de control en lazo abierto.....</i>	<i>18</i>
<i>1.2.1.2</i>	<i>Sistemas de control en lazo cerrado.....</i>	<i>18</i>
<i>1.2.2</i>	<i>Análisis de respuesta.....</i>	<i>19</i>
<i>1.2.2.1</i>	<i>Sistema de primer orden.....</i>	<i>19</i>
<i>1.2.2.2</i>	<i>Sistema de segundo orden.....</i>	<i>20</i>
<i>1.2.3</i>	<i>Estrategias de control clásicos.....</i>	<i>21</i>
<i>1.2.3.1</i>	<i>Control anticipativo.....</i>	<i>25</i>
<i>1.2.3.2</i>	<i>Control en cascada.....</i>	<i>25</i>

1.2.3.3	Control por síntesis	26
1.2.3.4	Control por manipulación de polos.....	27
1.2.3.5	Control selectivo	28
1.3	Fuentes de energías renovables	28
1.3.1	Energías renovables	28
1.3.1.1	Energías renovables para la obtención de electricidad.....	28
1.3.2	Dispositivos para generación de energía eléctrica renovables	29
1.3.2.1	Celdas fotovoltaicas	29
1.3.2.2	Hidrogenador.....	30
1.3.3	Energía renovable híbrida	30
1.4	Maquinas eléctricas	31
1.4.1	Transformadores AF	31
1.4.2	Generadores DC	33
1.5	Entornos de simulación.....	34
1.5.1	Psim.....	34
1.5.2	Matlab/Simulink	35

CAPÍTULO II

2	MARCO METODOLÓGICO.....	36
2.1	Caracterización y dimensionamiento de convertidores DC-DC MISO.....	37
2.1.1	Convertidores MISO no aislados	37
2.1.1.1	Convertidor reductor MISO.....	38
2.1.1.2	Convertidor Reductor-Elevador MISO	45
2.1.2	Convertidores MISO aislados	51
2.1.2.1	Convertidor Flyback MISO.....	51
2.1.2.2	Convertidor Forward MISO.....	56
2.1.3	Análisis de efectos no ideales en convertidores DC-DC MISO	61
2.1.3.1	Efectos no ideales en convertidor DC-DC MISO no aislados.	62
2.1.3.2	Efectos no ideales en convertidor DC-DC MISO aislados.	65
2.2	Modelado de los componentes del EPERH	67
2.2.1	Modelado de convertidores MISO	68
2.2.1.1	Modelado del convertidor DC-DC reductor MISO.....	68
2.2.1.2	Modelado del convertidor DC-DC Flyback MISO	75
2.2.3	Modelado del sistema de generación fotovoltaica	81
2.2.4	Modelado del sistema de generación hidráulica	85
2.3	Modelado y control en lazo cerrado del EPERH.....	90

2.3.1	<i>Arquitectura del EPERH</i>	91
2.3.2	<i>Dimensionamiento de los componentes que integran el EPERH</i>	91
2.3.3	<i>Control en lazo cerrado del EPERH no aislado</i>	95
2.3.4	<i>Control en lazo cerrado del EPERH aislado</i>	97

CAPÍTULO III

3	ANÁLISIS Y DISCUSIÓN DE RESULTADOS	100
3.1	Eficiencia de convertidores DC-DC MISO	100
3.1.1	<i>Convertidores DC-DC MISO no aislados</i>	100
3.1.2	<i>Convertidores DC-DC MISO aislado</i>	105
3.2	Desempeño de sistemas de conversión DC-DC bajo un EPERH	110
3.2.1	<i>Perfiles y Requerimientos nominales para la evaluación del sistema</i>	111
3.2.2	<i>Respuesta del sistema de conversión DC-DC en lazo cerrado bajo un EPERH</i> ..	112
3.2.2.1	<i>EPERH basado en convertidores DC-DC no aislados</i>	112
3.2.2.2	<i>EPERH basado en convertidores DC-DC aislados</i>	121
3.2.3	<i>Eficiencia del sistema de conversión DC-DC en lazo cerrado bajo un EPERH</i> ..	126
3.2.3.1	<i>EPERH basado en convertidores DC-DC no aislados</i>	127
3.2.3.2	<i>EPERH basado en convertidores DC-DC aislados</i>	129
	CONCLUSIONES	131
	RECOMENDACIONES	133
	BIBLIOGRAFÍA	
	ANEXOS	

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1-1:	Caracterización de los convertidores DC-DC SISO no aisladas.	10
Tabla 2-1:	Caracterización de los convertidores DC-DC SISO aisladas.	11
Tabla 3-1:	Análisis de controladores y su efecto en la respuesta del sistema.	23
Tabla 1-2:	Parámetros del convertidor reductor MISO.....	92
Tabla 2-2:	Parámetros del convertidor <i>Flyback</i> MISO.....	93
Tabla 3-2:	Parámetros del panel solar.....	93
Tabla 4-2:	Parámetros del convertidor elevador SISO.....	94
Tabla 5-2:	Parámetros del generador DC.....	94
Tabla 6-2:	Parámetros PID del SGH.....	94
Tabla 7-2:	Parámetros PID del EPERH NA.....	95
Tabla 8-2:	Parámetros PID del EPERH Aislado.....	97
Tabla 1-3:	Eficiencia del convertidor reductor en función del número puertos.....	103
Tabla 2-3:	Eficiencia del convertidor <i>Flyback</i> en función del número puertos.....	108
Tabla 3-3:	Requerimientos nominales de carga.....	112

ÍNDICE DE GRÁFICOS

Gráfico 1-2:	Efectos no ideales en el convertidor reductor MISO.	64
Gráfico 2-2:	Efectos no ideales en el convertidor <i>Flyback</i> MISO.	67
Gráfico 3-2:	Relación modelo matemático y el modelo del software.	74
Gráfico 4-2:	Relación modelo matemático y software (<i>Flyback</i>).	80
Gráfico 5-2:	Curvas de potencia de una celda solar.	82
Gráfico 6-2:	Curvas de respuesta del convertidor reductor MISO.	95
Gráfico 7-2:	Curvas de respuesta del EPERH no aislado.	97
Gráfico 8-2:	Curvas de respuesta del convertidor <i>Flyback</i> MISO.	98
Gráfico 9-2:	Respuesta del EPERH aislado.	99
Gráfico 1-3:	Curva de eficiencia del convertidor MISO reductor.	101
Gráfico 2-3:	Relación D-fs del convertidor MISO reductor.	102
Gráfico 3-3:	Eficiencia en función del número de puertos.	105
Gráfico 4-3:	Curva de eficiencia del convertidor MISO <i>Flyback</i>	106
Gráfico 5-3:	Eficiencia-relación de transformación del convertidor <i>Flyback</i> MISO.	107
Gráfico 6-3:	Ciclo de trabajo-frecuencia del convertidor <i>Flyback</i>	108
Gráfico 7-3:	Eficiencia en función del número de puertos.	110
Gráfico 8-3:	Perfiles de irradiación.	111
Gráfico 9-3:	Perfiles de temperatura para sistema de generación fotovoltaico.	111
Gráfico 10-3:	Perfiles de caudal.	112
Gráfico 11-3:	Niveles de voltajes del sistema de generación fotovoltaico.	113
Gráfico 12-3:	Voltaje de la generación hidráulica.	114
Gráfico 13-3:	Respuesta del sistema de conversión bajo el EPERH.	114
Gráfico 14-3:	Corrientes en cada periodo del SGF y SGH.	115
Gráfico 15-3:	Corrientes de los sistemas de generación.	116
Gráfico 16-3:	Niveles de voltajes de los sistemas de generación.	117
Gráfico 17-3:	Respuesta del sistema de conversión DC-DC dentro del EPERH.	118
Gráfico 18-3:	Corrientes de los sistemas de generación.	119
Gráfico 19-3:	Niveles de voltaje de entrada al sistema de conversión.	119
Gráfico 20-3:	Respuesta del sistema de conversión DC-DC dentro del EPERH.	120
Gráfico 21-3:	Corrientes de los sistemas de generación.	121
Gráfico 22-3:	Respuesta del sistema de conversión DC-DC dentro del EPERH.	122
Gráfico 23-3:	Corrientes de los sistemas de generación.	123
Gráfico 24-3:	Respuesta del sistema de conversión DC-DC dentro del EPERH.	124

Gráfico 25-3:	Corrientes de los sistemas de generación.	124
Gráfico 26-3:	Respuesta del sistema de conversión DC-DC dentro del EPERH.	125
Gráfico 27-3:	Corrientes de los sistemas de generación.	126
Gráfico 28-3:	Eficiencia del sistema de conversión DC-DC dentro del EPERH.	127
Gráfico 29-3:	Eficiencia del sistema de conversión DC-DC dentro del EPERH.	128
Gráfico 30-3:	Eficiencia del sistema de conversión DC-DC dentro del EPERH.	129
Gráfico 31-3:	Eficiencia del sistema de conversión DC-DC dentro del EPERH.	130

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1-1:	Diagrama de bloques de un convertidor DC-DC.	6
Figura 2-1:	Clasificación de los convertidores según el modo de control.	7
Figura 3-1:	Clasificación de los convertidores DC-DC controlados por pulsos.	8
Figura 4-1:	Clasificación de los convertidores DC-DC controlados por pulsos.	8
Figura 5-1:	Topología de los convertidores DC-DC SISO no aisladas.	9
Figura 6-1:	Topología de los convertidores SISO aislados.	11
Figura 7-1:	Estrategias de diseño para convertidores DC-DC MISO.	13
Figura 8-1:	Celda de fuente pulsante para síntesis de convertidores DC-DC.	14
Figura 9-1:	Estructura de convertidores mediante celdas de fuente pulsante.	15
Figura 10-1:	Generalización MISO a través de PVSC.	15
Figura 11-1:	Convertidor reductor MISO.	16
Figura 12-1:	Convertidor elevador- reductor MISO.	16
Figura 13-1:	Convertidor <i>Flyback</i> MISO aislado.	17
Figura 14-1:	Convertidor <i>Forward</i> MISO aislado.	17
Figura 15-1:	Arquitectura del sistema en lazo abierto.	18
Figura 16-1:	Arquitectura del sistema de control en lazo cerrado.	19
Figura 17-1:	Respuesta del sistema de primer orden.	20
Figura 18-1:	Respuesta de segundo orden en función de la relación de amortiguación.	20
Figura 20-1:	Clasificación de las estrategias de control clásico.	22
Figura 21-1:	Resumen de la teoría del PID.	22
Figura 22-1:	Arquitectura de un sistema controlado por un PID.	23
Figura 23-1:	Arquitectura e incidencia de controladores P, PI, PD.	24
Figura 24-1:	Arquitectura del control anticipativo en lazo cerrado.	25
Figura 25-1:	Diagrama de bloques del control en cascada.	26
Figura 26-1:	Arquitectura para el control por síntesis.	26
Figura 27-1:	Esquema de control selectivo.	28
Figura 28-1:	Principales fuentes de energía eléctrica.	29
Figura 29-1:	Representación de una celda solar.	29
Figura 30-1:	Arquitectura de un hidrogenerador.	30
Figura 31-1:	Modelo del transformador.	32
Figura 32-1:	Modelo de la bobina real.	32
Figura 33-1:	Modelos del transformador real.	32
Figura 34-1:	Circuito del transformador.	33

Figura 35-1:	Estructura de una maquina DC.	33
Figura 36-1:	Modelo del generador DC.	34
Figura 37-1:	Entornos de aplicación de aplicación PSIM.	34
Figura 38-1:	Campos de aplicación de Matlab/Simulink.	35
Figura 1-2:	Metodología de la investigación.	36
Figura 2-2:	Convertidor MISO reductor.	38
Figura 3-2:	Modos de conmutación.	39
Figura 4-2:	Convertidor reductor MISO durante alfa.	39
Figura 5-2:	Corriente de bobina del convertidor reductor.	40
Figura 6-2:	Convertidor reductor MISO durante beta.	40
Figura 7-2:	Convertidor reductor MISO durante omega.	41
Figura 8-2:	Corriente en el capacitor.	43
Figura 9-2:	Variante de la corriente de bobina del convertidor reductor.	45
Figura 10-2:	Convertidor reductor-elevador MISO.	45
Figura 11-2:	Convertidor reductor-elevador durante alfa.	46
Figura 12-2:	Corriente de bobina del convertidor Reductor-Elevador.	46
Figura 13-2:	Convertidor reductor-elevador durante beta.	47
Figura 14-2:	Convertidor reductor-elevador durante omega.	47
Figura 15-2:	Corriente del capacitor.	49
Figura 16-2:	Corriente de bobina del convertidor Reductor-Elevador.	50
Figura 17-2:	Modos de conmutación.	51
Figura 18-2:	Convertidor <i>Flyback</i> MISO.	51
Figura 19-2:	Topología de análisis del convertidor <i>Flyback</i> MISO.	52
Figura 20-2:	Convertidor <i>Flyback</i> MISO durante alfa.	52
Figura 21-2:	Corriente del inductor del convertidor <i>Flyback</i>	53
Figura 22-2:	Convertidor <i>Flyback</i> MISO durante beta.	53
Figura 23-2:	Convertidor <i>Flyback</i> MISO durante omega.	54
Figura 24-2:	Topología del convertidor <i>Forward</i> MISO.	56
Figura 25-2:	Topología de análisis del convertidor <i>Forward</i> MISO.	56
Figura 26-2:	Topología del convertidor <i>Forward</i> MISO durante alfa.	57
Figura 27-2:	Corriente de bobina del convertidor <i>Forward</i>	57
Figura 28-2:	Topología del convertidor <i>Forward</i> MISO durante beta.	58
Figura 29-2:	Topología del convertidor <i>Forward</i> MISO durante omega.	59
Figura 30-2:	Convertidor reductor MISO no ideal.	62
Figura 31-2:	Convertidor <i>Flyback</i> MISO no ideal.	65
Figura 32-2:	Convertidor reductor no ideal para alfa.	68
Figura 33-2:	Convertidor reductor no ideal para beta.	69

Figura 34-2:	Convertidor reductor no ideal para omega.	69
Figura 35-2:	Convertidor reductor MISO no ideal en el entorno de Simulink.	74
Figura 36-2:	Convertidor <i>Flyback</i> no ideal para alfa.	75
Figura 37-2:	Convertidor <i>Flyback</i> no ideal para beta.	76
Figura 38-2:	Convertidor <i>Flyback</i> no ideal para omega.	76
Figura 39-2:	Convertidor <i>Flyback</i> MISO no ideal implementado en PSim.	80
Figura 40-2:	Propuesta de un sistema de generación fotovoltaica.	81
Figura 41-2:	Algoritmo de conductancia incremental para el regulador MPPT.	84
Figura 42-2:	Implementación virtual del algoritmo de conductancia incremental.	84
Figura 43-2:	Implementación virtual de un sistema de generación fotovoltaica.	85
Figura 44-2:	Infraestructura de un sistema hidráulico.	85
Figura 45-2:	Propuesta de un sistema de generación hidráulico.	86
Figura 46-2:	Circuito equivalente de un generador DC.	87
Figura 47-2:	Implementación del sistema de generación hidráulico.	90
Figura 49-2:	EPERH en lazo cerrado basado en un convertidor reductor MISO.	96
Figura 50-2:	EPERH en lazo cerrado basado en un convertidor <i>Flyback</i>	99

ÍNDICE DE ANEXOS

- ANEXO A:** Análisis de eficiencia por modelo del Convertidor reductor MISO
- ANEXO B:** Análisis de eficiencia experimental virtual del Convertidor reductor MISO
- ANEXO C:** Análisis de eficiencia por modelo del Convertidor *Flyback* MISO
- ANEXO D:** Análisis de eficiencia experimental virtual del Convertidor *Flyback* MISO

ÍNDICE DE ABREVIATURAS

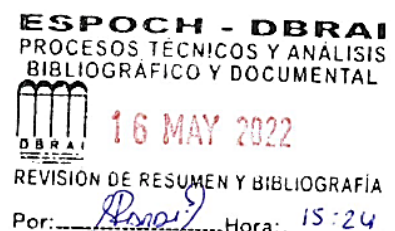
MISO	Múltiples entradas salida única
SISO	Entrada y salida única
DC	Corriente directa
AC	Corriente alterna
PWM	Modulación por ancho de pulso
EPERH	Entorno de producción de energía renovable híbrida
D	Ciclo de trabajo
T	Periodo
V_s	Voltaje de fuente
V_o	Voltaje de salida
I_L	Corriente de la bobina o del subíndice asociado a el
CM	Circuito modulador
L, C, R	Bobina, Capacitor, Resistor
P_o	Potencia de salida
P_s	Potencia de fuente
CCM	Modo de corriente continua
V_L	Voltaje de bobina o del subíndice asociado a el
Q	Carga eléctrica
f_s	Frecuencia de conmutación
a	Relación de transformación
PI	Proporcional integral
PID	Proporcional, integral y derivativo
s	Variable compleja
K	Ganancia estática del sistema
K_p, T_i, T_d	Ganancia proporcional, Tiempo integral, Tiempo derivativo
G_c	Función de transferencia del controlador
S	Switch o conmutador
G(s)	Función de transferencia
\mathcal{L}	Transformada de Laplace
LVC	Ley de voltaje de Kirchhoff
LIC	Ley de corrientes de Kirchhoff
Δ	Variación

RESUMEN

El objetivo de la presente investigación fue analizar el rendimiento de sistemas de conversión de corriente directa a corriente directa (DC-DC) de múltiples entradas y salida única (MISO) aislado y no aislado en lazo cerrado, basado en controladores clásicos bajo un entorno de producción de energía renovable híbrida mediante el diseño, modelado y simulación. La investigación partió de una revisión del estado del arte acerca de estos sistemas, producto del cual se dedujo las estrategias de diseño propuestas por los diferentes autores; y conforme a esta se planteó los diferentes casos de estudio como: El convertidor Reductor, Elevador-Reductor, *Flyback* y *Forward*, estos dos últimos correspondientes a la arquitectura aislada. De cada uno de estos se obtuvo la caracterización y se estableció los criterios de dimensionamiento bajo la metodología de análisis ideal basada en el voltaje y corriente de la bobina. Sin embargo, para el análisis de efectos no ideales, modelado y control en lazo cerrado se tomó como representante al convertidor reductor y al convertidor *Flyback*. Establecido el análisis de los convertidores la investigación se centró en diseñar e implementar el entorno de producción de energía renovable híbrida en lazo cerrado sobre el cual iban a ser evaluados los modelos propuestos. Bajo este escenario definido se realizaron las diferentes pruebas en donde, para cada uno de los escenarios propuestos el sistema de control respondió de una manera medianamente robusta garantizando un voltaje nominal estable con un error inferior al 1% y una eficiencia superior al 85%. Se concluyó que los convertidores propuestos tienen una alta eficiencia y son versátiles para su aplicación el lazo cerrado. No obstante, se recomienda la implementación de uno de los casos de estudio, lo que permitirá comprobar o refutar de manera experimental lo propuesto en la investigación.

Palabras clave: <SISTEMAS DE CONVERSIÓN>, <CONTROL AUTOMÁTICO>, <ENERGÍAS RENOVABLES>, <ELECTRÓNICA DE POTENCIA>, <MAQUINAS ELÉCTRICAS>.

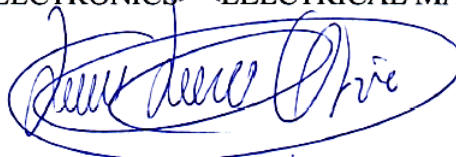
0873-DBRA-UPT-2022



SUMMARY

The present research aimed to analyze the performance from direct current conversion systems to direct current (DC-DC) of multi-input single-output (MISO) in closed-loop isolated and non-isolated based on classical controllers under a hybrid renewable energy production environment through design, modeling, and simulation. The research started from a review of the state of the art about these systems, product from which the design strategies proposed by the different authors were deduced; and according to this, the different study cases were raised, such as the buck converter, buck-boost converter, Flyback, and Forward converter, of these last two corresponding to the isolated architecture. The characterization was obtained from each of these cases and the sizing criteria were established under the ideal analysis methodology based on the voltage and current of the coil. However, for the analysis of non-ideal effects, modeling, and closed-loop control, the buck converter and the Flyback converter were taken as representative. Once the analysis of the converters was established, the research focused on designing and implementing the hybrid renewable energy production environment in a closed-loop in which the proposed models were going to be evaluated. Under this defined scenario, different tests were carried out where, for each of the scenarios, the control system responded in a moderately robust manner, guaranteeing a stable nominal voltage with an error of less than 1% and an efficiency greater than 85%. It was concluded that the proposed converters have high efficiency and are versatile for their closed-loop application. However. The implementation of one of the case studies is recommended, which will allow experimentally verifying or rejecting what is proposed in the research.

Keywords: <CONVERSION SYSTEM> <AUTOMATIC CONTROL> <RENEWABLE ENERGIES> <POWER ELECTRONICS> <ELECTRICAL MACHINES>


20/05/2022

INTRODUCCIÓN

Las energías renovables se caracterizan por ser limpias, confiables e inagotables y se presentan como alternativas al uso de los combustibles fósiles. Sin embargo, la disponibilidad de estas depende de varios factores medioambientales incontrolables e impredecibles con exactitud como son: el tiempo, el clima y la temporada; factores que limitan tener un sistema de generación energética renovable constante. Bajo esta problemática surge la propuesta de realizar una técnica híbrida en donde se combinen algunos entes productores de energías renovables como: el panel solar, aerogeneradores, generadores hidráulicos, entre otros; que trabajen mancomunadamente en forma simultánea como un solo sistema de generación, cuyo fin sea la optimización de la producción de energía alternativa. Una exigencia de la técnica híbrida para la producción de energía, es contar con un dispositivo capaz de unificar las diferentes porciones de energía generada por cada una de las tecnologías y proporcionar una salida única de todo el sistema. En tal virtud los convertidores de entrada múltiple y salida única son las mejores opciones para adaptarse a esta tecnología, ya que justamente encajan en el requerimiento del sistema híbrido. Los convertidores DC-DC MISO poseen una gran versatilidad que los hace útiles en diversas aplicaciones como: residencial, aeroespacial, automotriz, electrónica portátil, etc.

La bibliografía básica y convencional en su temática de estudio abarca solamente los sistemas de conversión DC-DC de tipo SISO, por consiguiente el reporte acerca de los convertidores MISO son muy escasas y/o nulas en la literatura tradicional. Bajo esta consideración para el estudio de esta temática es necesario acudir a reportes de investigación en áreas específicas como: El sector automotriz en donde se investiga a un convertidor DC-DC multipuerto optimizado para transmisiones de vehículos. El objetivo de esta investigación es desarrollar una nueva metodología de diseño basada en un algoritmo genético multiobjetivo (MOGA) para MPC intercalados no aislados para minimizar el peso, las pérdidas y las ondas de corriente de entrada que tienen un impacto significativo en la vida útil de las fuentes de energía (Hamid & Davoudi, 2016). Áreas como la electrónica en donde se estudia un nuevo convertidor DC-DC multipuerto con unidad de almacenamiento bidireccional. En este estudio se considera el seguimiento del punto de máxima potencia de las matrices fotovoltaicas y se logra una respuesta dinámica rápida y un control preciso del flujo de energía para todo el sistema (Sun, Yao & Chen, 2012). Además en líneas de investigación, por ejemplo en investigaciones respecto al diseño de un convertidor de energía DC-DC PWM multipuerto para aplicaciones de energía renovable (Chen, Y. & Liu, C, 2007).

Cualquier sistema por más fiable que este sea es propenso a presentar problemas durante el periodo de operación, debido a la interacción del sistema con agentes externos propios del entorno sobre el cual operan; la naturaleza de las variables de entrada a asociadas a él o cambios de requerimientos repentinos. Una forma de contrarrestar estos problemas es la inclusión de un sistema de control en lazo cerrado, el cual en función del controlador integrado y/o el grado de elaboración del mismo es capaz de modificar el comportamiento del sistema y garantizar una estabilidad en la variable de salida (Ogata, 2010).

Bajo estos preliminares propuestos, en el presente proyecto se realiza el análisis del desempeño de los convertidores DC-DC MISO en lazo cerrado basado en controladores clásicos bajo un entorno de producción de energía renovable híbrido mediante el diseño, modelado y simulación. Lo que implica una investigación documental que permita la recolección de la información, con la finalidad de establecer los diferentes casos de estudio, caracterización y criterios de dimensionamiento. Así también el modelado matemático conceptual con el objetivo de conocer el comportamiento del sistema analizado. Además la construcción de un modelo del EPERH en lazo cerrado en un entorno de simulación virtual sobre el cual evaluar el desempeño de esta familia de convertidores. Esta metodología de la investigación está descrita en tres capítulos los cuales comprenden el presente proyecto, en donde:

En el capítulo I se presenta las bases teóricas e insumos necesarios para el desarrollo del proyecto en cuestión. En esta sección se hace énfasis en los fundamentos del análisis de convertidores DC-DC propuestos por los diferentes autores, a si también se revisa la teoría de control clásico, igualmente se hace referencia al entorno de producción energética renovable y un vistazo hacia las maquinas eléctricas.

En el capítulo II se desarrolla la caracterización y criterios de dimensionamiento de cada una de las topologías de los convertidores DC-DC MISO acuñadas para el estudio. Seguido se presenta el modelado matemático conceptual de los elementos que integran el EPERH y posteriormente se realiza el control en lazo cerrado basado en controladores clásicos del sistema en análisis.

En el capítulo III se analiza el desempeño de cada uno de los convertidores considerados en este estudio bajo un entorno de producción de energía renovable híbrida en función de la eficiencia y respuesta del sistema. El resultado de esta evaluación y/o validación es discutido y puesto a consideración.

FORMULACIÓN DEL PROBLEMA

¿Cómo diseñar y analizar el rendimiento de sistemas de conversión DC-DC MISO aislado y no aislado en lazo cerrado basado en controladores clásicos bajo un entorno de producción de energía renovable híbrida ?

SISTEMATIZACIÓN DEL PROBLEMA

¿Cuál es el estado del arte con respecto a los sistemas de conversión DC-DC tipo MISO en sus topologías aisladas y no aisladas, así como los relacionados a los fundamentos del control clásico?

¿Cómo definir las topologías de sistemas de conversión DC-DC MISO aislados y no aislados, así como los escenarios y herramientas para la simulación?

¿Cuáles son los criterios para establecer las estrategias de control clásico en base a los circuitos de potencia de los sistemas de conversión DC-DC MISO aislados y no aislados?

¿Bajo qué parámetros evaluar el rendimiento de los sistemas de conversión DCDC MISO aislados y no aislados considerados en la investigación?

JUSTIFICACIÓN DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

JUSTIFICACIÓN TEÓRICA

Si bien es cierto, los sistemas conversión DC-DC son muy estudiados en las diferentes bibliografías de autores como: Daniel Hart, Rashid M y Casilari Pérez, por nombrar algunos. No sucede lo mismo con los convertidores DC-DC MISO, puesto que son producto de la incorporación de nuevas tecnologías en diferentes industrias y desarrolladas ante la necesidad de acoplar distintos eslabones dentro de un sistema productor de energía (Faraji & Mohammad, 2021). De manera que la información que se posee es muy limitada debido a que dichos sistemas son diseñados específicamente para acoplarse a casos de investigación particulares.

Un factor a tener en cuenta es que la mayoría de las investigaciones que se toma como referencia para realizar esta, no corresponden a autores de habla hispana, y mucho menos a autores nacionales. En tal virtud la presente investigación propone el estudio de estos conversores MISO en cada una de las topologías existentes en el estudio de los convertidores tipo SISO con la finalidad de evaluar el rendimiento y definir la respuesta del sistema. Por otra parte, se establece una base sobre la teoría de este tipo de sistema, que puede servir como hincapié para de pronto impulsar investigaciones sobre la hibridación de sistemas de generación de energía alternativa. En el Ecuador según las Estadísticas de Arconel realizadas en el 2015 el país posee un 58.5% de fuentes de energía renovable.

No obstante, el desarrollo de la presente investigación tendrá un impacto local ya que de cierta forma pondrá a disposición un conocimiento nuevo acuñado desde las respectivas bibliografías invitando a sumarse a realizar más investigaciones que enriquezcan lo expuesto. Otro punto a destacar es que mediante la investigación formulada se evidenciará como un sistema moderno puede ser gobernado mediante estrategias de control clásicos, mismas que al regir la dinámica del sistema dotará a este de robustez y una respuesta de acorde a los requerimientos definidos. Esto a su vez desembocará en un juicio de valor para el lector, pues considerará que para innovar no es necesario dotarse o poseer un conocimiento extraordinario.

JUSTIFICACIÓN APLICATIVA

La investigación formulada en términos aplicativos servirá como base e insumo tanto en contenidos como resultados para el proyecto de investigación denominado “Convertidores DC/DC de Alta Eficiencia basado en dispositivos WBG para aplicaciones en Tecnología Vehicular Eléctrica (ConAE-TVE)”, el mismo que se desarrollará en el periodo 2022-2023, bajo supervisión del Instituto de Investigaciones – IDI, de la Escuela Superior Politécnica de Chimborazo -ESPOCH.

Por otra parte, se justifica por la metodología experimental que se utiliza dentro del mismo, ya que se parte del análisis del escenario de la simulación fortaleciendo aspectos como la identificación y caracterización de los sistemas dinámicos que intervienen en él. Además del planteamiento del modelo y el diseño de simulación, que permiten reforzar la formación académica áreas de electrónica de potencia y control automático.

OBJETIVOS

OBJETIVO GENERAL

Analizar el rendimiento de sistemas de conversión DC-DC MISO aislado y no aislado en lazo cerrado basado en controladores clásicos bajo un entorno de producción de energía renovable híbrida mediante el diseño, modelado y simulación.

OBJETIVO ESPECÍFICOS

Estudiar el estado del arte relacionado a los sistemas de conversión DC-DC tipo MISO en topologías aisladas y no aisladas, así como los fundamentos relacionados al control clásico.

Definir las topologías de sistemas de conversión DC-DC MISO aislados y no aislados a ser modelados, así como los escenarios y herramientas de simulación.

Establecer las estrategias de control clásico en base a los circuitos de potencia de los sistemas de conversión DC-DC MISO aislados y no aislados definidos previamente.

Evaluar el rendimiento de los sistemas de conversión DC-DC MISO aislados y no aislados considerados en este estudio, en base a parámetros de eficiencia y respuesta del sistema (tiempos de asentamiento, sobre impulso, etc.).

CAPITULO I

1 MARCO TEÓRICO REFERENCIAL

1.1 Sistemas de conversión DC-DC

El desarrollo de los sistemas de conversión DC-DC aparece en la década de 1920, bajo la necesidad de regular la potencia de una fuente suministradora. En un principio se desarrolló un prototipo que se basaba en la división de voltaje mediante un reóstato, ese dispositivo si bien es cierto entregaba un voltaje de salida diferente a la entrada, en temas de eficiencia se quedaba corto. No obstante con el avance de la tecnología en el campo de los semiconductores permitió más adelante a los investigadores apostar por una nueva técnica para conversión DC-DC como lo son los troceadores, los cuales permiten la regulación de voltaje con una eficiencia superior a la del regulador lineal (Lou & Ye, 2017).

1.1.1 Convertidores DC-DC

Los convertidores DC-DC son circuitos electrónicos de potencia que convierten una tensión continua en otro nivel de tensión continua. Debido a que almacena la energía de la fuente en forma de un campo magnético durante un periodo de tiempo determinado, proporcionando una tensión media de salida regulada dependiente al tiempo de cierre del conmutador con respecto al ciclo de trabajo completo (Branko & Branko, 2015).

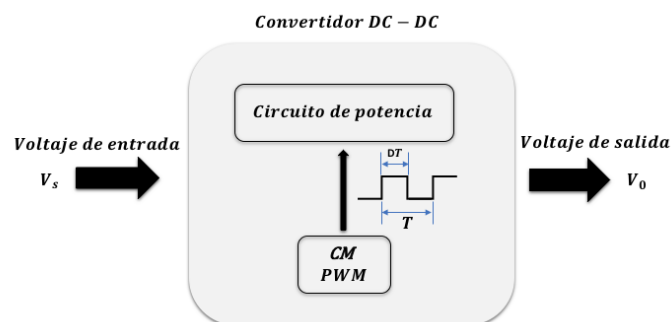


Figura 1-1: Diagrama de bloques de un convertidor DC-DC.

Realizado por: Soldado J, 2021.

La arquitectura de un convertidor DC-DC se muestra en la figura 1-1, en donde se observa que los convertidores DC -DC constan de dos partes. Un circuito de potencia y un bloque de control PWM. El circuito de potencia consta de interruptores por lo general un transistor y un diodo, una bobina o un transformador y un condensador.

El principio de funcionamiento de este dispositivo se basa en que al encender y apagar los interruptores de manera controlada, la cantidad de energía requerida se transfiere a través de los interruptores y el filtro de baja frecuencia formado por la bobina y el condensador desde la entrada a hacia la carga. De esta manera la tensión de salida es proporcional a la relación de los intervalos de tiempo de encendido y apagado del interruptor DT. Esta relación está controlada por el bloque de control CM (Branko & Branko, 2015).

1.1.1.1 Clasificación

Los sistemas de conversión DC-DC se pueden clasificar en dos grupos los cuales dependen de las topologías de la red de potencia de la cual están compuestas y de la forma de conmutación que poseen estos (Branko & Branko, 2015). Con forme al modo de conmutación se pueden clasificar como se muestra en la figura 2-1.

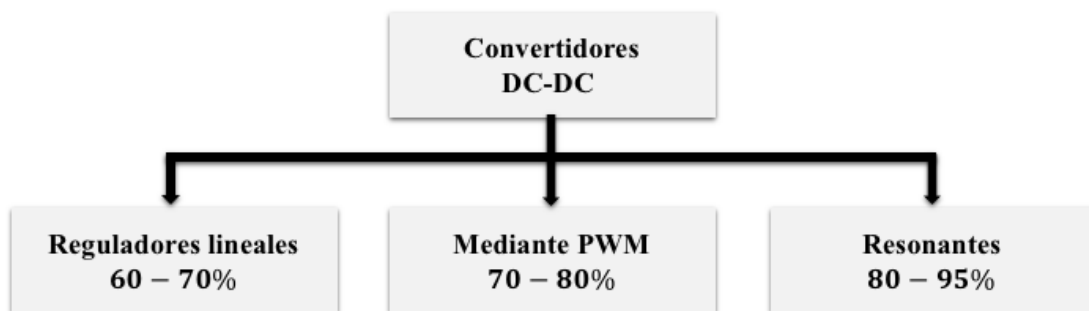


Figura 2-1: Clasificación de los convertidores según el modo de control.

Realizado por: Soldado J, 2021.

De acuerdo a esta clasificación tenemos a los convertidores lineales cuya principal característica es que son los más simples desde el punto de vista del diseño. Sin embargo, su factor de eficiencia η es el más bajo. Este tipo de convertidores se pueden utilizar principalmente para el suministro de pequeñas cargas. Por otra parte están los convertidores DC-DC que utilizan modulación de ancho de pulso PWM, en donde el voltaje de salida se controla variando la relación de los tiempos de encendido y apagado del interruptor con una frecuencia constante de conmutación. Este tipo de convertidores son los más aplicados y comerciales en la actualidad. Otro grupo dentro de esta clasificación son los convertidores de tipo resonantes los cuales son considerados el futuro en el diseño de fuentes de alimentación eficientes, debido a que son capaces de contrarrestar las pérdidas durante la conmutación del interruptor mejorando considerablemente el factor de eficiencia pudiendo alcanzar a un 95%.

Otra forma de clasificar a los convertidores DC-DC es con forme a la configuración de los elementos en el circuito de potencia bajo un factor delimitante como lo es el aislamiento que presentan entre la fuente suministradora y la carga. Bajo esta consideración son agrupados como convertidores sin aislamiento galvánico y con aislamiento galvánico (Branko & Branko, 2015). Esta clasificación se puede observar en la figura 3-1.

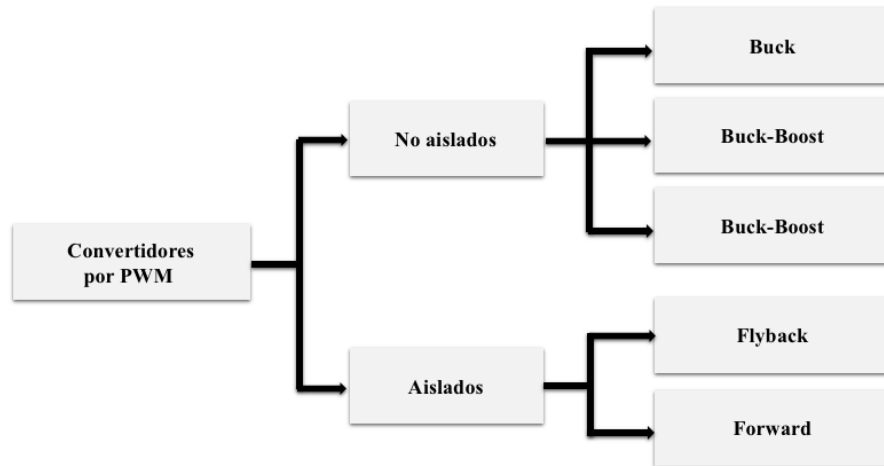


Figura 3-1: Clasificación de los convertidores DC-DC controlados por pulsos.

Realizado por: Soldado J, 2021.

Según esta clasificación, por parte de los no aislados galvánicamente tenemos al reductor o *Buck* el cual reduce la tensión de entrada a razón del ciclo de trabajo. El *Boost* o elevador de tensión y el reductor-elevador o también llamado *Buck-Boost* con la capacidad de reducir la tensión de salida cuando el ciclo de trabajo sea inferior al 50% y actuar como elevador cuando se supere la misma. Por otra parte se tiene a los convertidores aislados, en cuyo grupo está el *Flyback* el cual puede funcionar como elevador reductor siempre y cuando la relación de transformación sea la unidad y el convertidor *Forward* que puede actuar como reductor si se obvia la relación de transformación.

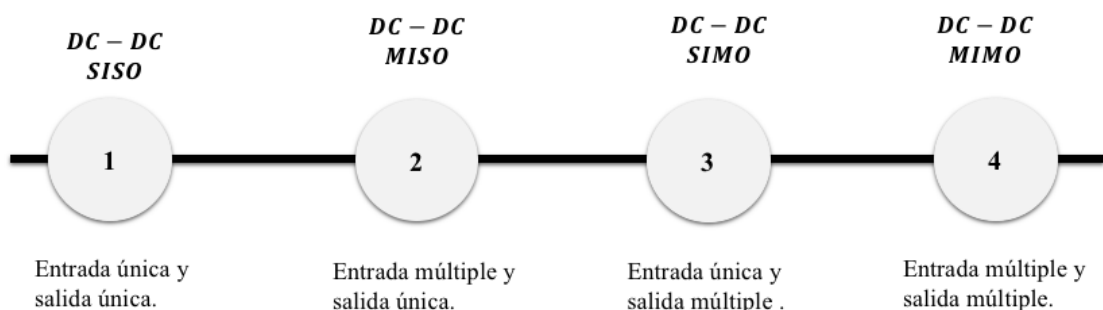


Figura 4-1: Clasificación de los convertidores DC-DC controlados por pulsos.

Realizado por: Soldado J, 2021.

Una forma de agrupar a los convertidores DC-DC es de acuerdo a las entradas y salidas que poseen estos. Bajo este criterio se clasifican con forma se muestra en la figura 4-1, en ella se observa a los convertidores DC-DC SISO los cuales son convertidores de entrada y salida única. Por otra parte están aquellos que poseen una entrada o salida múltiple representados como MISO y SIMO, así también está el convertidor DC-DC multipuerto MIMO el cual opera con distintas entradas y salidas (Lou & Ye, 2017).

1.1.2 Convertidores DC-DC SISO

Se caracterizan por regular una única potencia suministrada y transferir esta hacia un único puerto de salida. Se clasifican con forma se muestra en la figura 3-1. Este tipo de convertidores son los más estudiados en diferentes bibliografías como *Rashid, Branko, Hart*, etc. En este último se basa esta sección en el que se presenta un recuento de la caracterización y dimensionamiento de los convertidores DC-DC SISO. Bajo la consideración que la transferencia de potencia es ideal, el circuito opera en estado estacionario, la corriente en la bobina es permanente y mayor a cero; y un periodo de conmutación del interruptor T el mismo estará cerrado un tiempo DT y estará abierto el resto del tiempo en $(1 - D) T$ (Hart, 2001).

1.1.2.1 Convertidores no aislados

La caracterización de este tipo de convertidores se detalla en la tabla 1-1, dichos parámetros son válidos siempre y cuando se tenga consideración las condiciones establecidas en la sección anterior. Además, cabe recalcar que esta información puede ser contrastada y/o complementada con la revisión de la bibliografía.

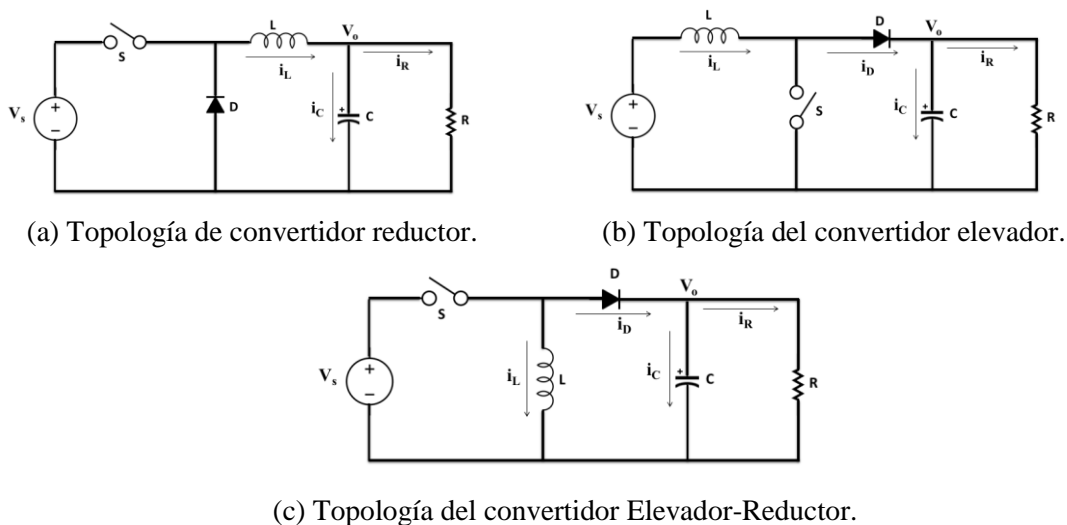


Figura 5-1: Topologías de los convertidores DC-DC SISO no aisladas.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Tabla 1-1: Caracterización de los convertidores DC-DC SISO no aisladas.

Convertidor	Topología	Voltajes	Corrientes	Dimensionamiento
Reductor	Figura 5a-1	$V_o = DV_s$	$I_L = I_R = \frac{V_o}{R}$ $I_{max} = V_o \left(\frac{1}{R} + \frac{(1-D)}{2Lf} \right)$ $I_{min} = V_o \left(\frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right)$	$L = \frac{(1-D)R}{2f}$ $C = \frac{(1-D)}{8Lf^2} \frac{\Delta V_o}{V_o}$
Elevador	Figura 5b-1	$V_o = \frac{V_s}{1-D}$	$I_L = \frac{V_s}{(1-D)^2 D}$ $I_{max} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} + \frac{V_o}{2L} DT$ $I_{min} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} - \frac{V_o}{2L} DT$	$L = \frac{D(1-D)^2 R}{2f}$ $C = \frac{D}{Rf} \frac{\Delta V_o}{V_o}$
Reductor - Elevador	Figura 5c-1	$V_o = -\frac{D}{1-D} V_s$	$I_L = \frac{V_s D}{(1-D)^2 R}$ $I_{max} = \frac{V_s D}{(1-D)^2 R} + \frac{V_s}{2L} DT$ $I_{min} = \frac{V_s D}{(1-D)^2 R} - \frac{V_s}{2L} DT$	$L = \frac{(1-D)^2 R}{2}$ $C = \frac{D}{Rf} \frac{\Delta V_o}{V_o}$

Realizado por: Soldado, J; 2021.

1.1.2.2 Convertidores aislados

Los convertidores de topología aislada pueden ser caracterizados y dimensionados conforme se detalla en la tabla 2-1.

Tabla 2-1: Caracterización de los convertidores DC-DC SISO aisladas.

Convertidor	Topología	Voltajes	Corrientes	Dimensionamiento
<i>Flyback</i>	Figura 6a-1	$V_o = -V_s \frac{D}{1-D} \frac{N_2}{N_1}$	$I_L = \frac{V_s}{(1-D)R} \frac{N_2}{N_1}$ $I_{max} = \frac{V_s D}{(1-D)^2 R} \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 + \frac{V_s}{2L} DT$ $I_{min} = \frac{V_s D}{(1-D)^2 R} \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 - \frac{V_s}{2L} DT$	$L = \frac{(1-D)^2 R}{2f} \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2$ $C = \frac{D}{Rf} \frac{\Delta V_o}{V_o}$
<i>Forward</i>	Figura 6b-1	$V_o = DV_s \left(\frac{N_2}{N_1}\right)$	$I_{Lx} = I_R = \frac{V_o}{R}$ $I_{max} = V_o \left(\frac{1}{R} + \frac{(1-D)}{2L_x f}\right)$ $I_{min} = V_o \left(\frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2L_x f}\right)$	$C = \frac{(1-D)}{8Lf^2} \frac{\Delta V_o}{V_o}$ $L_x = \frac{V_o(1-D)R}{2f}$ $L_m \gg L_x$

Realizado por: Soldado, J; 2021.

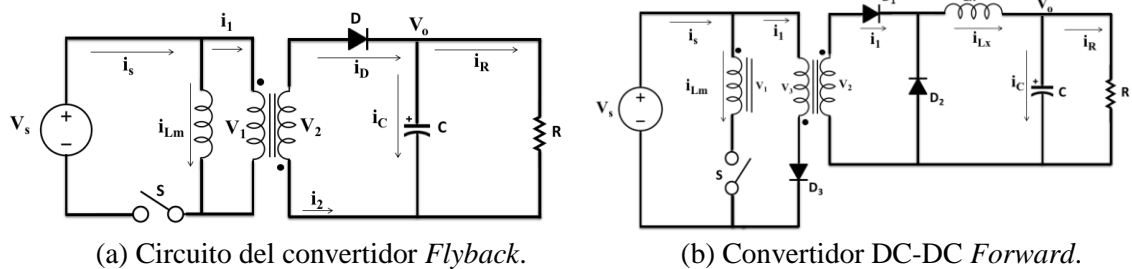


Figura 6-1: Topologías de los convertidores SISO aislados.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

1.1.3 Convertidores DC-DC MISO

Los convertidores DC-DC de entrada múltiple y salida única MISO pueden integrar diferentes fuentes de energía y funcionar como un único sistema de energía independiente con menos componentes, tamaño reducido y menor costo. Este tipo de convertidores está directamente relacionado con el entorno de producción o procesamiento híbrido de energías generalmente renovables. El antecedente de esta línea de investigación radica en que los sistemas de energía renovable, aplicaciones automotrices, suministro de energía de telecomunicaciones, etc. A menudo requieren fuentes de energía adicionales para ayudar al suministro de energía principal con la capacidad de transferir la energía de todas las entradas a la carga, a veces siendo necesario el flujo de energía a la carga de al menos una fuente de entrada para que esta funcione (Mummadi & Krishna, 2008). En tal virtud se plantea una nueva línea de investigación en donde se proponen encontrar un dispositivo capaz de acoplar dos o más fuentes de energía para suministrar energía hacia una determinada carga o en su defecto hacia distintas tomas.

En esta sección se presenta una investigación del estado del arte acerca de los convertidores DC-DC MISO bajo un enfoque del autor en el que se pretende obtener una base teórica y definir los casos de estudio de forma análoga a las presentadas en las bibliografías convencionales para el estudio de los convertidores DC-DC SISO.

1.1.3.1 Síntesis de estrategias de diseño de los convertidores MISO

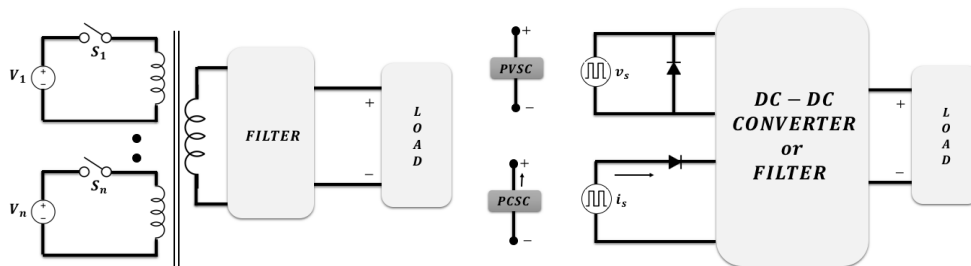
En varias investigaciones se han propuesto soluciones para el caso en donde se requiera utilizar más de una fuente de DC para alimentar la carga. Producto de estas investigaciones a continuación se presenta las principales estrategias de diseño para obtener convertidores DC-DC de múltiples entradas.

Una de las estrategias de síntesis de convertidores MISO es por acoplamiento magnético. Según esta metodología para la obtención de convertidores MISO se plantea acoplar distintas fuentes a un mismo núcleo de un transformador. En donde cada fuente aportara la potencia en un determinado periodo de tiempo, el cual está regido por un conmutador unidireccional ligado a él, como se observa en la figura 7-1a. Bajo este criterio se obtienen convertidores robustos y con estructuras complejas, que de no tener un correcto dimensionamiento y control de los conmutadores puede afectar a la fiabilidad del dispositivo. Además, hay que considerar que se requiere un transformador de devanado múltiple que debe ser diseñado conforme a las fuentes de entrada.

Otra técnica utilizada para obtener convertidores MISO es mediante la inclusión de una celda de fuente pulsante. Esta estrategia de diseño busca combinar una celda de fuente de voltaje pulsante (PVSC) con un diodo en paralelo o una celda de fuente de corriente pulsante (PCSC) diodo en

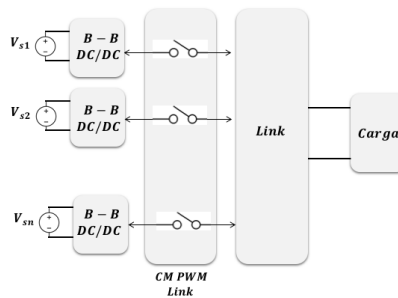
serie; capaces mediante arreglos propios de PVSC o PCSC acoplarse en un convertidor de base SISO o en un filtro único de salida, para obtener un convertidor DC-DC de múltiples entradas integrado (Yalamanchili, Ferdowsi & Corzine, 2006), como se observa en la figura 7-1b.

El acople mediante un enlace o link es otra estrategia de diseño de convertidores MISO. Esta estrategia de diseño combina varias fuentes de entrada de DC mediante convertidores DC-DC bidireccionales y un enlace de DC, obteniendo con ello una salida única (Napoli & otros, 2002). Esta estrategia de diseño se puede observar en la figura 7-1c. A grandes rasgos esta forma de síntesis plantea que un sistema de conversión DC-DC MISO puede ser obtenida mediante un enlace común en donde converjan las diferentes potencias de la fuentes y estas estén equilibradas mediante un arreglo en donde los convertidores SISO unidireccionales y bidireccionales. Esta estrategia requiere un circuito de modulación PWM bastante elaborado llamado DM PWM Link responsable de la fiabilidad del sistema.



(a) Acoplamiento magnético.

(b) Celda de fuente pulsante.



(c) Mediante enlace común.

Figura 7-1: Estrategias de diseño para convertidores DC-DC MISO.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Estas son algunas de las estrategias de diseño que plantea la línea de investigación de convertidores DC-DC MISO. En este apartado se presentó como se lo menciona en el título de la sesión una síntesis bajo la perspectiva del autor como consecuente de la indagación de múltiples trabajos relacionados al tema. El objetivo de esta sección es dar a conocer el criterio de diseño adoptado por diversos autores, para obtener el fundamento y bases teóricas sólidas que sirvan como hincapié para establecer los diferentes casos de estudio.

1.1.3.2 Definición de casos de estudio de convertidores MISO

Abordadas algunas estrategias de diseño para convertidores DC-DC MISO. La presente investigación propone establecer y analizar cada uno de los convertidores MISO que se generan a través de la síntesis de convertidores DC-DC mediante la inclusión de una celda de voltaje pulsante.

La síntesis mediante la inclusión de celdas de fuente pulsante resulta una técnica prometedora para la obtención de convertidores MISO, ya que es capaz de generar convertidores de este tipo integrando celdas de fuentes de corriente o voltaje pulsante sobre un convertidor base. La celda de fuente pulsante consiste en una fuente troceada obtenida mediante un arreglo de dispositivos semiconductores de potencia unidireccionales. Esta fuente puede ser de voltaje o de corriente como se muestra en la figura 8-1.

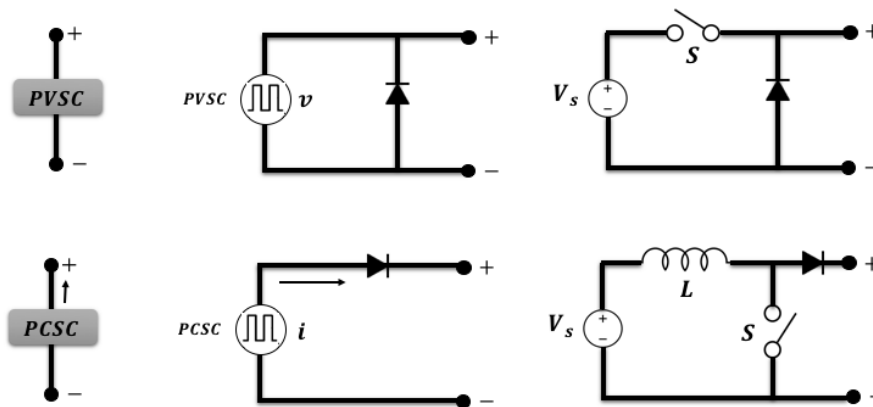


Figura 8-1: Celdas de fuente pulsante para síntesis de convertidores DC-DC.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

La síntesis mediante este método establece que para obtener un convertidor MISO la fuente pulsante debe acoplarse a un convertidor base para el caso de la celda de voltaje pulsante como se muestra en la figura 9-1a y hacia un filtro de bajo orden para el caso de la celda de corriente pulsante como se observa en la figura 9-1b.

Conforme a la figura 9-1, se establecen convertidores con una estructura compacta capaz de compartir un único filtro de salida lo que reduce los componentes del dispositivo y es capaz de concebir el suministro individual o simultáneo de cada una de las fuentes. Estos dos criterios de diseño son estudiados en distintos trabajos de investigación en donde se analiza un caso en particular.

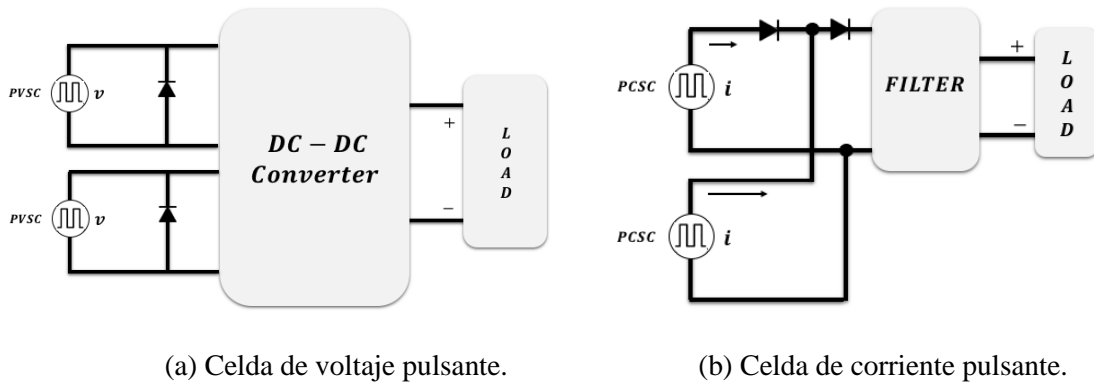


Figura 9-1: Estructuras de convertidores mediante celdas de fuente pulsante.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

En este documento se estudia la síntesis de convertidores DC-DC MISO mediante la inclusión de celdas de voltaje pulsante bajo el argumento que hace referencia a que, en una celda de corriente pulsante cuando el conmutador en paralelo conduce y no existe consumo en la carga, puede saturar al inductor provocando que el conmutador de la fuente pueda estropearse; además que aumenta considerablemente los componentes al convertidor acarreado pérdidas por resistividad en los distintos elementos pasivos integrados y por corrientes de fuga. Mientras tanto, la síntesis de convertidores MISO por una celda de voltaje pulsante tiene la capacidad de acoplar N número de celdas e integrarlas a un convertidor base y con ello la posibilidad de generalizar el diseño y estudio de este tipo de convertidores, como se puede observar en la figura 10-1.

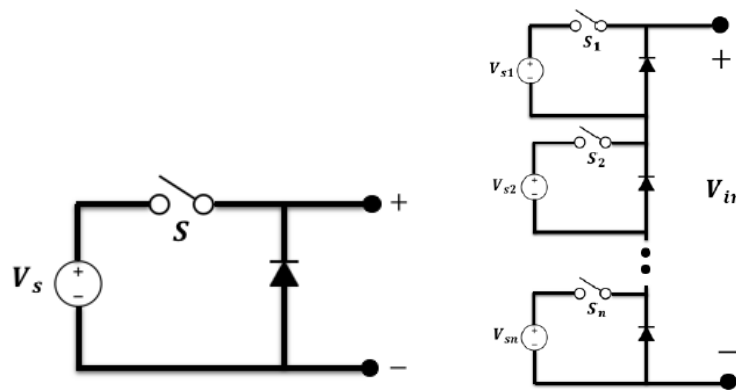


Figura 10-1: Generalización MISO a través de PVSC.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Bajo estos preliminares propuestos se define los diferentes casos de estudios basado en la línea de investigación de síntesis de convertidores DC-DC MISO mediante la integración de una celda de voltaje pulsante y según el acople entre la fuente y la carga; considerando al acople eléctrico como arquitectura no aislada y al acople magnético como aislado. Conforme a este criterio se definen:

1.1.3.2.1 Convertidores MISO no aislados

En esta sección se presentan los convertidores MISO propuestos y expuestos por los diferentes autores bajo el enfoque de estudio del autor de la presente investigación.

En el trabajo titulado *Multiple Input DC-DC Topologies in Renewable Energy Systems A General Review* de los autores *Mihaela Gavriş, Octavian Cornea y Nicolae Muntean*, se propone una topología como la mostrada en la figura 10-1, la misma que representa un convertidor reductor MISO reducidos al mínimo número de entradas.

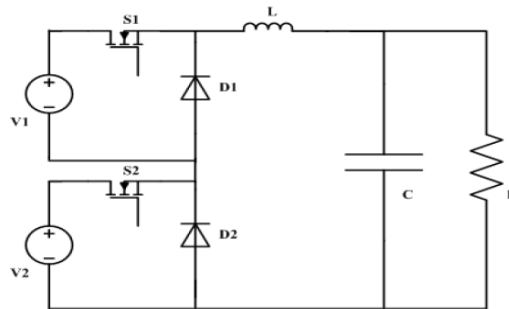


Figura 11-1: Convertidor reductor MISO.

Fuente: (Gavris & Cornea, 2011)

En el trabajo titulado *Multi-Input Integrated Buck-Boost Converter For Photovoltaic Applications* perteneciente a *Veerachary Mummadi*, se propone un convertidor de topología no aislada de tipo elevador reductor que se ilustra en la figura 12-1.

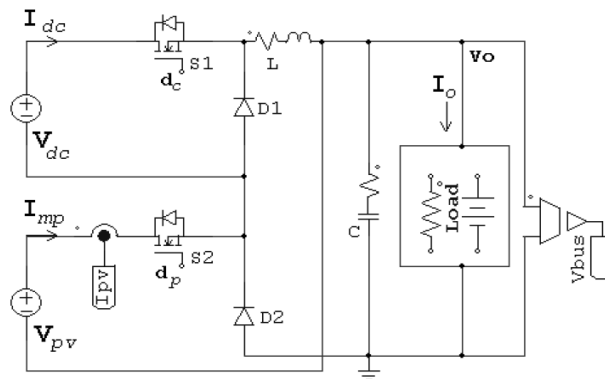


Figura 12-1: Convertidor elevador- reductor MISO.

Fuente: (Mummadi, 2008)

1.1.3.2.2 Convertidores MISO aislados

Las topologías para convertidores MISO aislados propuestas en esta sección hacen hincapié en la primera estrategia de diseño mediante la integración de una celda de voltaje pulsante en un convertidor DC-DC base de arquitectura aislada.

La investigación titulada *A Double-Input Flyback DC/DC Converter with Single Primary Winding* perteneciente a los autores *Qin Wang, Jie Zhang, Xinbo Ruan y Ke Jin*; de la Universidad de Nanjing de Aeronáutica y Astronáutica y publicada en 2010. Propone un convertidor Flyback de tipo MISO como el que se muestra en la figura 13-1.

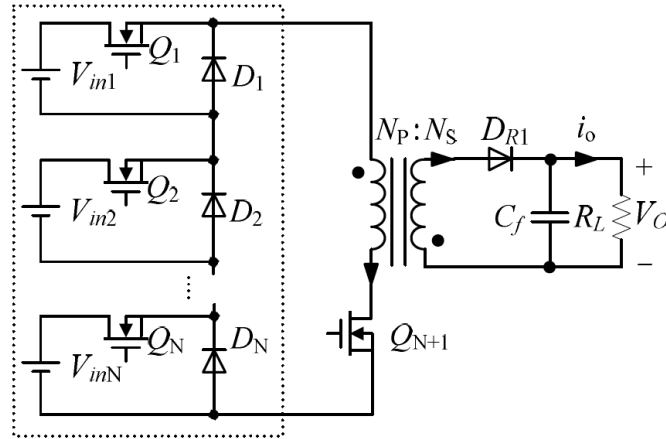


Figura 13-1: Convertidor *Flyback* MISO aislado.

Fuente: (Oin W, Jie Z & Ke J; 2010)

Otra topología se puede encontrar en el trabajo titulado *A Double-Input Flyback DC/DC Converter with Single Primary Winding* de los autores *Qin Wang, Jie Zhang, Xinbo Ruan y Ke Jin*. Cuya investigación propone una topología como la mostrada en la figura 14-1 que representa un convertidor *Forward* MISO.

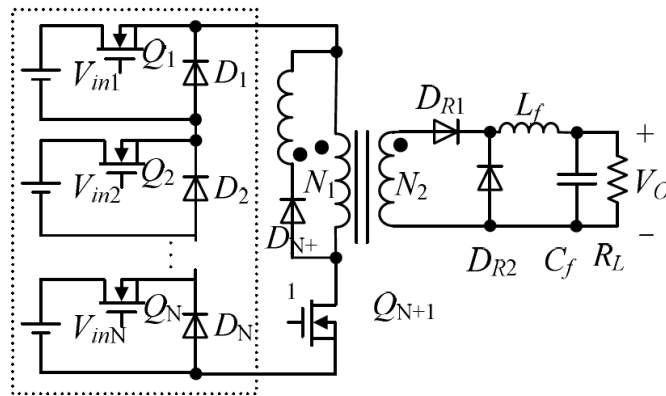


Figura 14-1: Convertidor *Forward* MISO aislado.

Fuente: (Oin W, Jie Z & Ke J; 2010)

Estos son los casos de estudio formulados en función del enfoque de síntesis establecido. Cada uno de estos convertidores será analizado de manera particular bajo la perspectiva y propuesta del autor; generándose así la teoría para este tipo de convertidores de forma análoga a la presentada en la bibliografía tradicional.

1.2 Teoría del control clásico

1.2.1 Sistemas de control

Un sistema de control es un conjunto de elementos interrelacionados entre sí, que trabajan en conjunto persiguiendo el mismo fin. Normalmente están diseñados para el gobierno de determinadas variables que integran un equipo o proceso. Este mecanismo busca reducir o en su defecto contrarrestar cualquier opción a fallos, mejorando significativamente la eficiencia y eficacia del ente al cual administra, ordena y/o regula (Nise, 2010).

1.2.1.1 Sistemas de control en lazo abierto

Los sistemas de lazo abierto son aquellos sistemas que se caracterizan porque a cada entrada de referencia le corresponde una condición de operación fija. La fidelidad del sistema depende de la calibración del mismo (Nise, 2010). La representación de este tipo de sistema se puede observar en la figura 15-1.

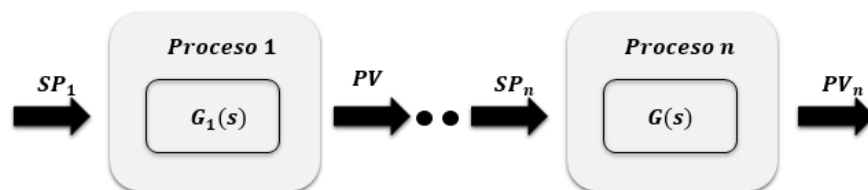


Figura 15-1: Arquitectura del sistema en lazo abierto.

Realizado por: Soldado J, 2021.

Conforme a la figura 15-1, se establece que el control en lazo abierto es aplicable cuando de antemano se tiene conocimiento o se puede predecir la dinámica existente entre la entrada y la salida y obviando las perturbaciones que pueden afectar al sistema durante la operación del mismo (Ogata, 2013).

1.2.1.2 Sistemas de control en lazo cerrado

Un sistema de control en lazo cerrado permite retroalimentar la información de la variable de la salida y relacionar el requerimiento establecido y tomar los correctivos necesarios. Los elementos que intervienen en el sistema de control en lazo cerrado se pueden observar en la figura 16-1.

El principio de funcionamiento del sistema mostrado en la figura 16-1, empieza relacionando la variable de proceso con la referencia deseada, de cuya interacción se genera la señal del error la cual ingresa a un ente regulador que puede ser un controlador o compensador, el cual excitará al actuador con una señal que busque minimizar el error del sistema.

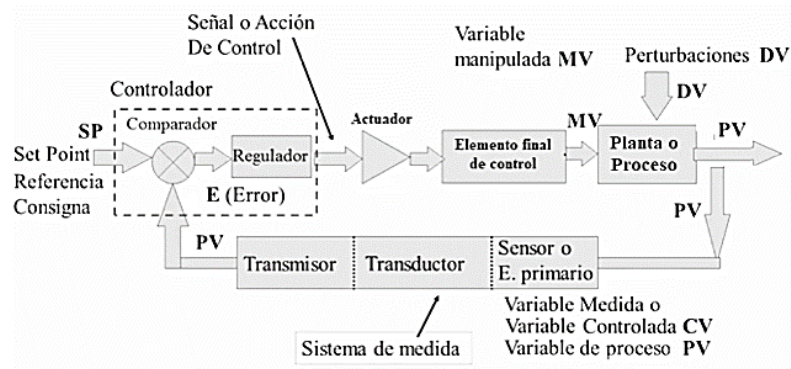


Figura 16-1: Arquitectura del sistema de control en lazo cerrado.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

El actuador a su vez gobierna al elemento final de control encargado de incidir directamente para regular la planta. Bajo esta incidencia la planta modifica la variable del procesos la cual es medida por un sistema de medida realimentándose hacia el controlador y repitiéndose el ciclo hasta contrarrestar el error del sistema. Normalmente los procesos suelen tener perturbaciones los cuales son un obstáculo más que debe superar el sistema de control establecido, es por esto que un sistema de control debe gozar de una sensibilidad y robustez.

1.2.2 Análisis de respuesta

El análisis de respuesta de un sistema es el proceso de estudio del comportamiento del sistema ante un estímulo definido, normalmente suelen ser de tipo impulso, escalón unitario o rampa, dicha excitación se la realiza a la función de transferencia del sistema, el cual no es más que, la caracterización de un sistema físico que relaciona la entrada con la salida, la obtención de esta se realiza mediante el modelado del sistema o algún otro método de identificación.

Para el análisis de respuesta del sistema se consideran dos expresiones fundamentales, los cuales son el sistema de primer orden y de segundo respectivamente, si bien es cierto la función de transferencia puede ser de orden superior a las elementales, sin embargo, presentarán las mismas formas de onda que las elementales, ya que el o los polos más cercanos al origen darán la forma a respuesta del sistema.

1.2.2.1 Sistema de primer orden

Un sistema de primer orden se caracteriza por que su función de transferencia tiene un solo polo en la ecuación característica, definida como:

$$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1}$$

En donde K es la ganancia estática del sistema y τ es la constante de tiempo. Este sistema ante un escalón presenta una curva de respuesta con forme la figura 17-1.

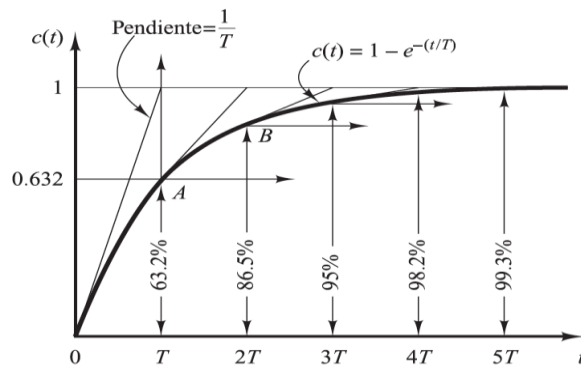


Figura 17-1: Respuesta del sistema de primer orden.

Fuente: (Ogata, 2013)

1.2.2.2 Sistema de segundo orden

Un sistema de segundo orden está definido por la siguiente función de transferencia.

$$G(s) = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

En donde K es la ganancia estática del sistema, ω_n es la frecuencia natural no amortiguada y ζ es el factor de amortiguamiento del sistema. En cuanto a la respuesta ante un escalón, se suele clasificar según el factor de amortiguamiento del sistema con forme la figura 20-1:

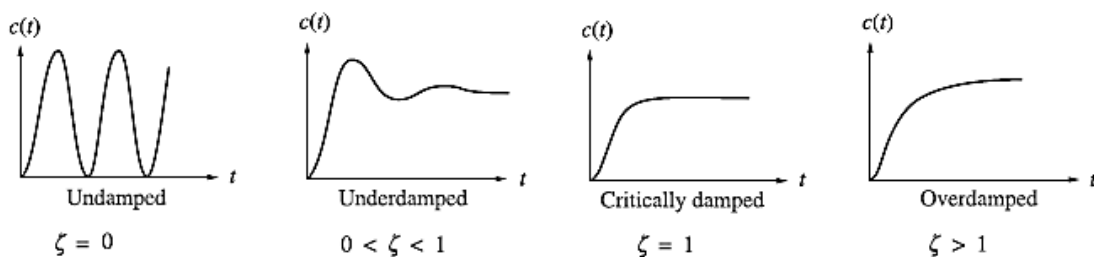


Figura 18-1: Respuesta de segundo orden en función de la relación de amortiguación.

Fuente: (Nise, 2010)

El caso más estudiado es la respuesta sub amortiguada, la cual está definida cuando $0 < \zeta < 1$, las especificaciones de dicha respuesta se detallan en la figura 19-1.

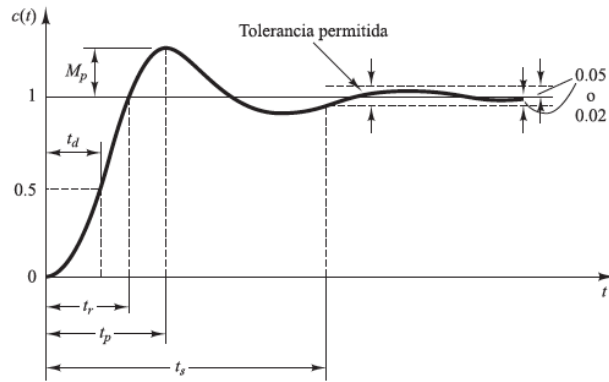


Figura 19-1: Curva de respuesta a escalón unitario.

Fuente: (Ogata, 2013)

En donde:

- Tiempo de subida, t_r : tiempo para que la respuesta pase del 10 al 90%, del 5 al 95% o del 0 al 100% de su valor final.
- Tiempo pico, t_p : tiempo para que la respuesta alcance el primer pico de sobre elongación, está definido como:

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}}$$

- Sobre elongación máxima M_p : máximo valor del pico de la curva de respuesta, medido a partir de la referencia, está definida como:

$$M_p = e^{-\frac{\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}}$$

- Tiempo de asentamiento, t_s : tiempo para que la curva de respuesta alcance un rango alrededor del valor final del tamaño especificado por el porcentaje absoluto del valor final (Ogata, 2013), está definido como:

$$t_s = \frac{4}{\zeta\omega_n}$$

1.2.3 Estrategias de control clásicos

Un controlador es un dispositivo agregado a una dinámica o sistema bajo condición de mejorar sus características de desempeño y satisfacer requerimientos de diseño establecidos, tanto en el estado transitorio como en estado estacionario (Nise, 2010). Bajo esta consideración se puede definir las estrategias de control, estas son algoritmos propuestos por distintos autores que tienen la finalidad de controlar sistemas compuestos por uno o más procesos, con la finalidad de operar dentro de los rangos aceptables o cumplir condiciones de requerimiento y/o diseño (Ogata, 2013).

Las estrategias de control nacen con la finalidad de mejorar la eficiencia del controlador, ya que a través de estas se podrá añadir más variables incluso ajenos al control pero que son dependientes a él. Además permiten dotar al sistema controlado de cierto grado de sensibilidad y robustez. Existen varias estrategias de control las mismas que se ilustran en la figura 20-1.

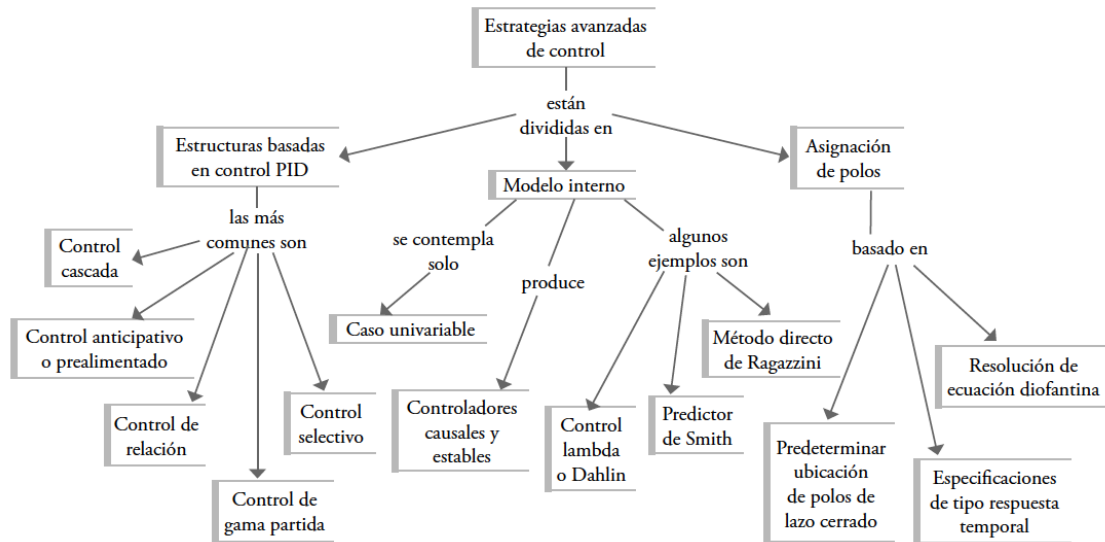


Figura 20-1: Clasificación de las estrategias de control clásico.

Fuente: (Fernández R, 2013).

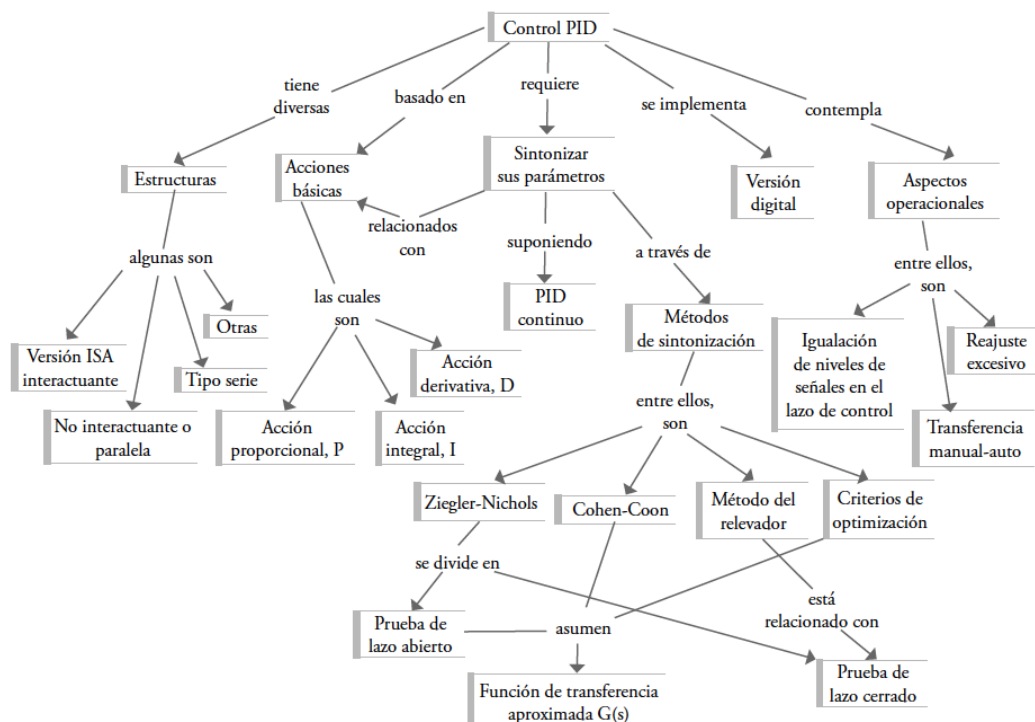


Figura 21-1: Resumen de la teoría del PID.

Fuente: (Fernández R, 2013).

Otro punto a tener en cuenta para abordar las estrategias de control es el control PID. A breves rasgos la teoría del PID se puede resumir conforme la figura 21-1.

A través de la lectura de la figura 21-1 se puede tener una mejor perspectiva acerca del PID sin embargo para mejor comprensión es necesario conocer las estructuras y tipos de control que pueden surgir del PID en su versión paralela. La representación gráfica de un PID clásico se muestra en la figura 22-1.

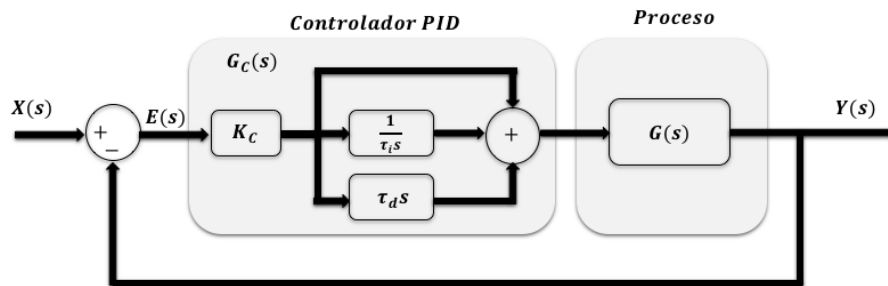


Figura 22-1: Arquitectura de un sistema controlado por un PID.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

A partir de la figura 22-1, se puede observar que esta estructura puede subdividirse en varios tipos de control que pueden ser adoptados con forme a nuestra necesidad. En la tabla 3-1 a modo de resumen se presenta las arquitecturas de control y su efecto que tienen a aplicar en un sistema.

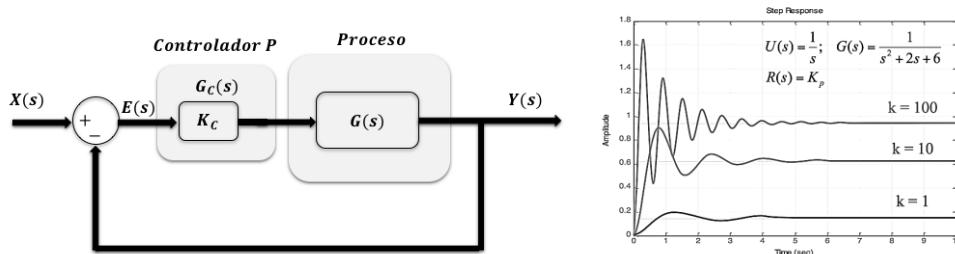
Tabla 3-1: Análisis de controladores y su efecto en la respuesta del sistema.

Acción de control	Modificación de respuesta	Incidencia
P	<p>El tiempo de elevación y amortiguamiento se reducen.</p> <p>El máximo pico de sobre impulso se incrementa.</p> <p>El tiempo de asentamiento cambia en pequeña proporción.</p> <p>El error de estado estable disminuye al incrementar este.</p> <p>El tipo de sistema permanece igual.</p>	Figura 23a-1
PI	<p>El amortiguamiento y el tiempo de elevación se reducen.</p> <p>El máximo pico de sobre impulso se incrementa.</p> <p>Se mejoran los márgenes de ganancia y fase.</p> <p>El tipo de sistema se incrementa en una unidad.</p> <p>El error de estado estable mejora por el incremento del tipo de sistema.</p>	Figura 23b-1

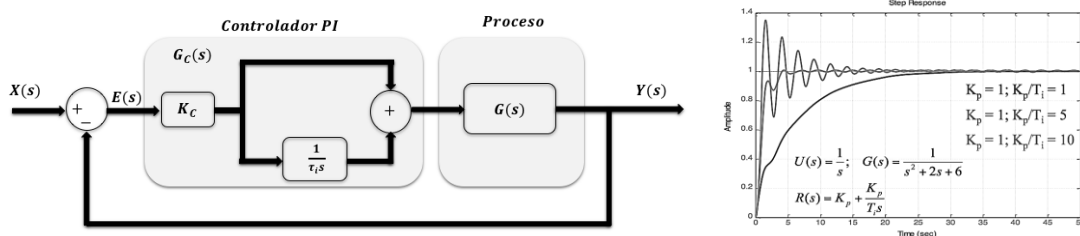
PD	<p>El amortiguamiento se incrementa.</p> <p>El máximo pico de sobre impulso se reduce.</p> <p>El tiempo de elevación experimenta pequeños cambios.</p> <p>Se mejoran el margen de ganancia y el margen de fase.</p> <p>El error de estado estable presenta pequeños cambios.</p> <p>El tipo de sistema permanece igual.</p>	Figura 23c-1
PID	<p>Este tipo de controlador contiene las mejores características del control proporcional derivativo y del control proporcional-integral.</p>	Figura 17-1

Fuente: (Nise, 2010)

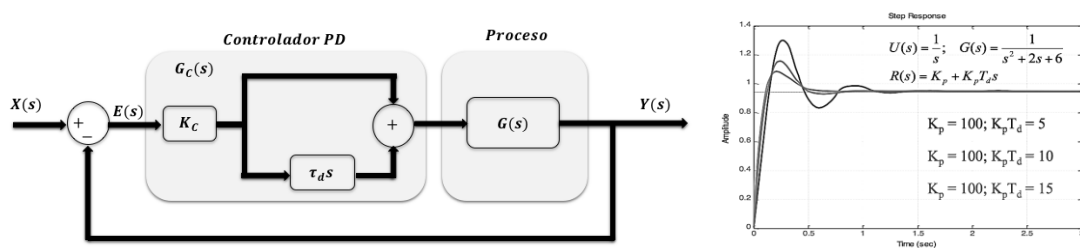
Realizado por: Soldado, J; 2021.



(a) Control proporcional



(b) Control proporcional integral



(c) Control proporcional derivativo.

Figura 23-1: Arquitectura e incidencia de controladores P, PI, PD.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Como se mencionó anteriormente en los sistemas de control compuestos la aplicación de un controlador PID no es suficiente para garantizar un buen desempeño del sistema de control retroalimentado. Bajo la consideración que hay circunstancias en que el efecto de las perturbaciones deteriora el desempeño del sistema total o el sistema de control responde de manera tardía a las perturbaciones o cambios de referencia, estas y otras circunstancias son la que llevan a que se opten por métodos de control más allá de un PID.

1.2.3.1 Control anticipativo

Cuando una perturbación es medible o se conoce de ante mano cuánto vale, una alternativa de garantizar sensibilidad y robustez al sistema de control es el control anticipativo. Esta estrategia de control añade un controlador en lazo cerrado que atenúe la perturbación antes de que ingrese o modifique significativamente al sistema, de ahí su nombre. La arquitectura de control de esta estrategia es la que se muestra en la figura 24-1.

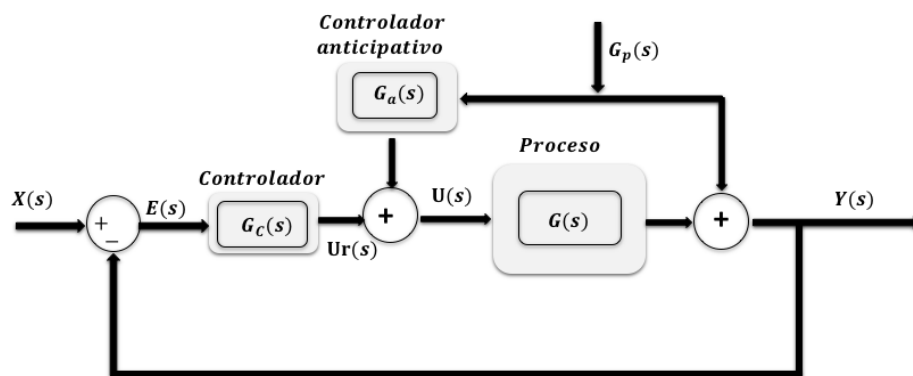


Figura 24-1: Arquitectura del control anticipativo en lazo cerrado.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Conociendo la arquitectura para esta estrategia de control se define

$$G_a(s) = -\frac{G_p(s)}{G(s)}$$

En donde $G_a(s)$ representa el controlador anticipativo del sistema.

1.2.3.2 Control en cascada

Este esquema de control está formado por dos controladores del tipo PID, uno llamado maestro o primario G_{CM} , el cual genera una señal de control que se usa como punto de ajuste por el segundo controlador, llamado esclavo o secundario G_{CE} , como se muestra en la figura 25-1.

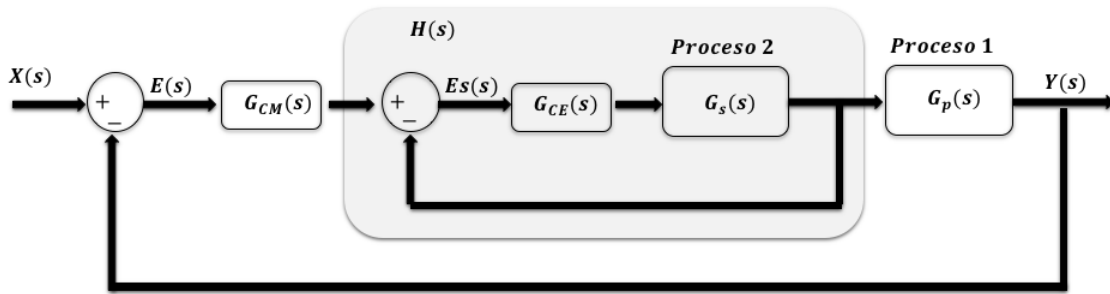


Figura 25-1: Diagrama de bloques del control en cascada.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Esta estrategia se usa cuando dos o más procesos dependientes entre sí y sus dinámicas difieren en cuanto a respuesta, es decir, cuando un proceso es más rápido que otro. La incidencia que tiene esta estrategia de control en la respuesta del sistema general es que dota la capacidad de rechazar rápidamente las perturbaciones que se pueden presentar en cualquiera de los procesos involucrados o de responder rápidamente ante cambios de referencia.

La forma de obtener esta estrategia de control es tomar el proceso de dinámica más rápida y sintonizar un controlador PID el cual será el esclavo, posteriormente lo que se hace es encontrar la función de transferencia en lazo cerrado del primer proceso, para este caso $H(s)$, una vez obtenido esta función se la multiplica por el proceso principal (GP) obteniendo una única función de transferencia con la cual mediante cualquier método de sintonía se establecerá el controlador principal GCM, con lo cual el sistema de control implementado obedecerá a un control en cascada.

1.2.3.3 Control por síntesis

Para esta sintonía y/o estrategia de control se considera un sistema de control como el de la figura 26-1, en que la función en lazo cerrado se puede expresar como:

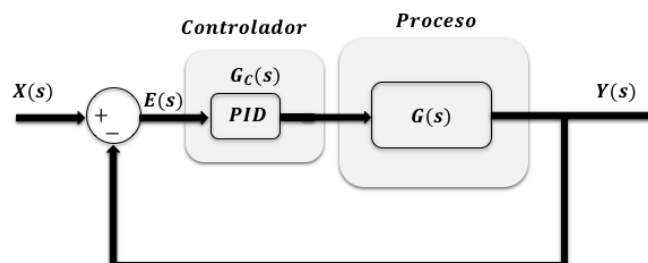


Figura 26-1: Arquitectura para el control por síntesis.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

$$G_{lc}(s) = \frac{G_c G_p}{1 + G_c G_p}$$

En donde G_c y G_p son funciones de transferencia del controlador y planta respectivamente. Por otra parte, una de las bondades del control PID es que, al actuar en la planta provoca que la respuesta del sistema se asemeje a un sistema de primera orden, descrita como:

$$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1}$$

De manera que se puede relacionar como $G_{lc}(s) = G(s)$, partir de esta expresión se sintetiza:

$$G_c = \frac{1}{G_p(\tau s)}$$

Si G_p es un sistema de segundo orden G_c puede expresarse como:

$$G_c = \frac{2\zeta}{\omega_n \tau} + \frac{1}{\tau s} + \frac{1}{\omega_n^2 \tau} s$$

1.2.3.4 Control por manipulación de polos

La base de esta estrategia radica en el análisis de respuesta del sistema y el requerimiento que se quiera dar al sistema controlado. Normalmente los requerimientos se ajustan en función del sistema de segundo orden en términos de sobreelongación máxima, tiempo de subida o tiempo de asentamiento. Bajo este criterio se busca mediante síntesis y/o artificios matemáticos obtener un controlador que obedezca a dichos requerimientos. La manipulación de polos conforme a la teoría de análisis de respuesta de un sistema se puede realizar mediante:

Asignación de polos deseados

La metodología para la asignación de polos en un sistema radica en que, bajo ciertos requerimientos para la respuesta se agregue un polo dominante al sistema el cual debe estar lo suficientemente cerca del origen y con una distancia de separación del polo dominante del sistema considerable. De esta manera se consigue un controlador que satisfaga los requerimientos.

Cancelación de polos

Normalmente esta sintonía puede aplicarse un sistema cuya función de transferencia sea de primer orden o se asemeje a ella. La metodología plantea añadir un polo igual al cero que se genera en el controlador para que estos se cancelen, de tal modo que a la salida tengamos una respuesta de primer orden. Todo esto mediante síntesis o artificios matemáticos.

1.2.3.5 Control selectivo

Este tipo de control está ligado al control de procesos y algoritmos de automatización industrial, permite mediante algoritmos simples o elaborados establecer condiciones de operación y/o ejecución del sistema o procesos que integran un sistema de control compuesto, generalmente se suele asociar con el control ON-OFF ya en primera instancia su función puede resultar familiar. La diferencia está en que el control ON-OFF se fija en una referencia y mantiene al sistema en oscilación sostenida permitiendo de una manera sutil funcionamiento del sistema, mientras tanto el control selectivo es de carácter analíticos de una o más variables de entrada tendiendo a tomar decisiones no solo del todo o nada sino más bien aportando información de distinta índole. Se puede usar para fijar referencias, funciones candidatas o como algoritmo de control que permite vincular un proceso con otro, permitiendo la exclusión o simultaneidad entre los procesos que controla, la representación gráfica se puede observar en la figura 27-1.

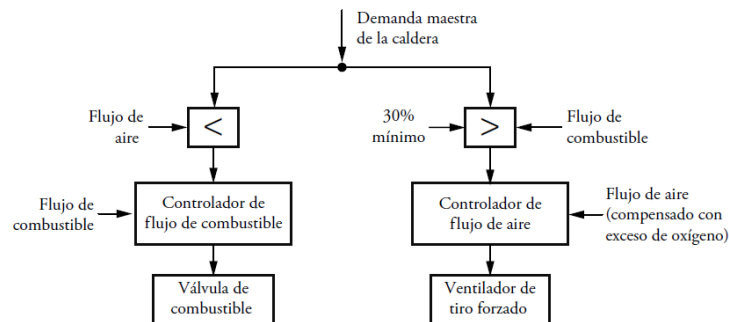


Figura 27-1: Esquema de control selectivo.

Fuente: (Fernández R, 2013).

1.3 Fuentes de energías renovables

1.3.1 Energías renovables

Las energías renovables son confiables, inagotables y como alternativas a los combustibles fósiles, sin embargo, la disponibilidad de fuentes de energía renovable depende del tiempo, el clima y la temporada, característica que la define como variable e impredecible con exactitud (Acciona, 2015).

1.3.1.1 Energías renovables para la obtención de electricidad

En la actualidad existen una variedad de fuentes de donde se puede obtener energías renovables, sin embargo, las principales fuentes de energía para la producción de electricidad de una manera renovables recaen en las descritas en la figura 28-1.

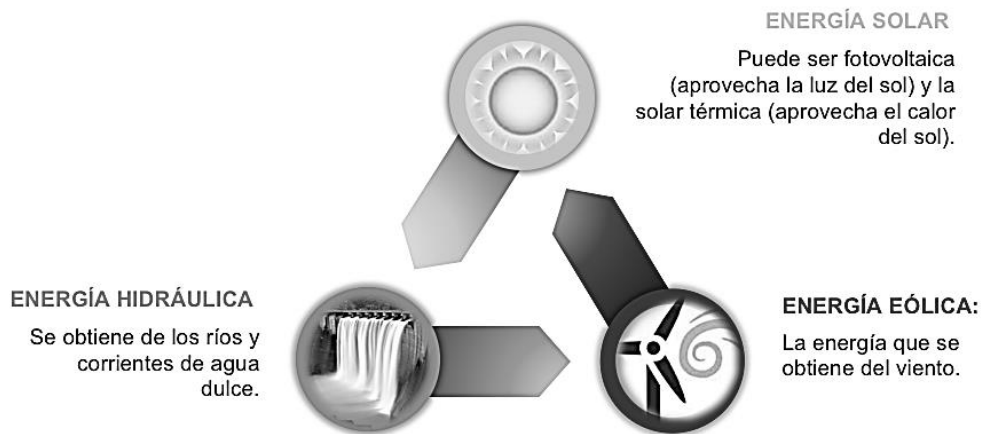


Figura 28-1: Principales fuentes de energía eléctrica.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

1.3.2 Dispositivos para generación de energía eléctrica renovables.

1.3.2.1 Celdas fotovoltaicas

Como se expuso en el apartado anterior la energía solar fotovoltaica consiste en transformar de manera directa la luz solar en energía eléctrica mediante la tecnología basada en el efecto fotovoltaico. Básicamente el principio de funcionamiento se basa en que, al incidir la radiación del sol sobre una de las caras de una célula fotoeléctrica se produce una diferencia de potencial eléctrico entre ambas caras que hace que los electrones salten de un lugar a otro, generando así corriente eléctrica (Acciona, 2015). El modelo que representa la celda fotovoltaica desde un punto de vista estructural se puede observar en la figura 29-1.

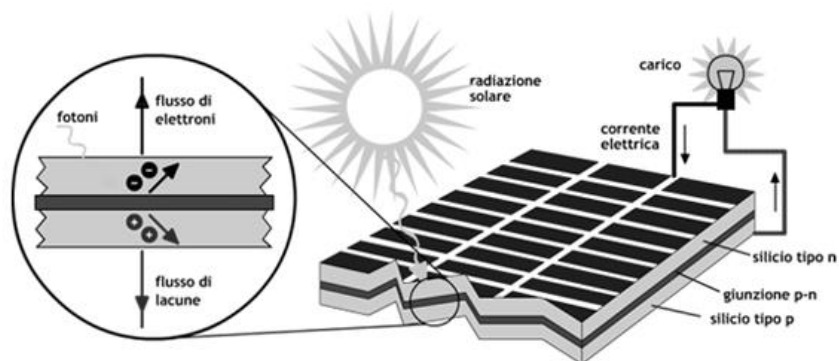


Figura 29-1: Representación de una celda solar.

Fuente: (Sánchez & Rodríguez, 2015)

1.3.2.2 Hidrogenerador

El hidrogenerador eléctrico es un dispositivo que transforma la potencia del caudal de una corriente de agua en energía eléctrica DC o AC de acuerdo a la máquina eléctrica a la que esté ligada, una de las ventajas es que de cierta manera este tipo de dispositivo produce energía eléctrica con un mínimo impacto ambiental y con un caudal reducido, a esto se suma el bajo costo de construcción ya la portabilidad de ser el caso, características que lo hacen una fuente productora de electricidad a pequeña escala de carácter renovable, este tipo de generadores de electricidad es usado en distintos países para la iluminación de puentes, alumbrado público a baja escala y alimentación de pequeñas cargas (Acciona, 2015).. Estos dispositivos presentan una arquitectura como se muestra en la figura 30-1.

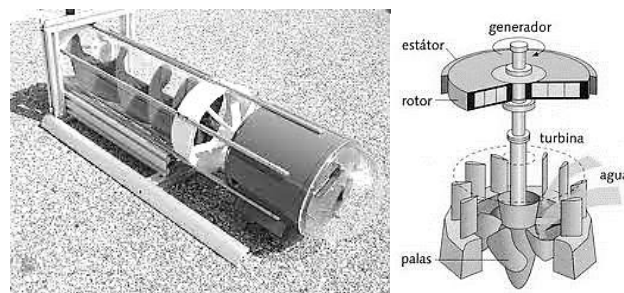


Figura 30-1: Arquitectura de un hidrogenerador.

Fuente: <https://www.wikiwand.com/es/Hidroelectricidad>

1.3.3 Energía renovable híbrida.

Una de las principales preocupaciones del sector de generación de energía es la creciente demanda de energía día a día. Basado en el escenario actual en todo el mundo, ya que este tiene muchos problemas de escasez de energía. La energía desarrollada a partir de los combustibles fósiles es cada vez menor a medida que degrada el medio ambiente y se agota día a día.

Así que hoy en día estamos esperando la generación de energía a partir de energías renovables como la solar, la eólica, la biomasa, las mareas, etc., que no generen ninguna contaminación para el medio ambiente. En la actualidad, el sistema fotovoltaico solar autónomo se ha promovido en este nivel global a una escala comparativamente mayor, pero este sistema independiente no puede proporcionar energía continua ya que son estacionales, por lo que entran en juego sistemas híbridos. Como la radiación solar varía a lo largo del día, la energía generada también varía. Los rastreadores del punto de máxima potencia (MPPT) juegan un papel importante porque maximizan la producción de energía para un conjunto de condiciones y, por lo tanto, maximizan la eficiencia de generación a partir de energías renovables como la solar, eólica, biomasa, mareomotriz, etc., que no crean ninguna contaminación para el medio ambiente.

Sin embargo, la inclusión de una sola tecnología no garantiza un constante suministro de energía hacia una determinada carga, es por ello que se está trabajando en la inclusión de energías proporcionadas por otros tipos de fuentes renovables hacia una misma red de suministro eléctrico, naciendo la hibridación en la producción eléctrica. La producción energética renovable híbrida está relacionado directamente con la electrónica de potencia especialmente con los sistemas de conversión energética DC-DC y AC-DC, ya que de estos dispositivos dependerán la hibridación como tal, es decir, la clave es tener dispositivos capaces de regular la potencia eficientemente y ser de multipuerto es decir que posean arquitecturas capaces de soportar múltiples entradas y transferir esa potencia hacia una única salida o varias salidas dependiendo el caso.

En el ámbito de los sistemas de conversión es DC-DC, la cual concierne al presente documento, la hibridación energética depende de los convertidores DC-DC MISO y MIMO o también llamados multipuerto, mismos que permiten acoplar distintas potencias y regularlas de forma eficiente. Se han propuesto varios trabajos de investigación respecto a este tema, como por ejemplo: La investigación de una nueva topología de convertidor CC-CC de múltiples entradas y salidas con un controlador MPPT basado en GWO para la recolección de energía utilizando generadores *Seebeck* en diferentes gradientes térmicos. En este trabajo se propone un sistema de recolección de energía utilizando generadores *Seebeck* (SG) con un novedoso convertidor CC-CC de múltiples entradas y una salida (MISO) y un controlador de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) basado en la optimización del lobo gris (GWO) a diferentes térmicas gradientes; otra investigación es la de: Revisión del convertidor CC-CC de múltiples entradas y salidas múltiples, publicada en abril del 2020, en este trabajo se resalta la importancia de los convertidores DC-DC en sus diferente topologías y se presenta modelos para convertidores MISO. Esto por nombrar algunos trabajos colgados en el portal de la IEEE. En definitiva todos estos artículos hacen referencia a la hibridación energética y proponen topologías que pueden hacer posible aquello.

1.4 Maquinas eléctricas

1.4.1 Transformadores AF

Los transformadores son máquinas eléctricas cuya función es proporcionar un voltaje distinto en la salida que en la entrada. Además que ofrece un aislamiento entre la fuente y la carga a la que alimenta debido a que su acople entre el bobinado primario y secundario no es eléctrico sino más bien de carácter magnético (Chapman, 2013). La representación del modelo clásico de un transformador de AF se puede observar en la figura 31-1.

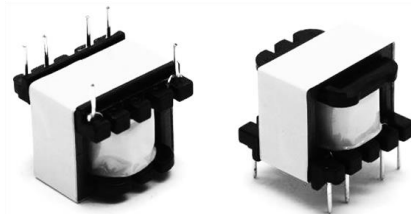


Figura 31-1: Modelo del transformador.

Fuente: (Capellán, 2012)

Para conseguir una representación del circuito equivalente en primer lugar se toma en cuenta la representación de una bobina real, misma que se muestra en la figura 32-1.

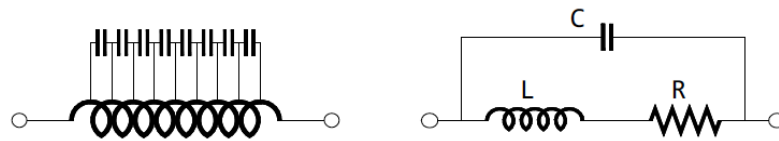


Figura 32-1: Modelo de la bobina real.

Fuente: (Capellán, 2012)

Bajo esta premisa y simplificaciones conceptuales el modelo para nuestro caso de estudio se puede observar en la figura 33-1.

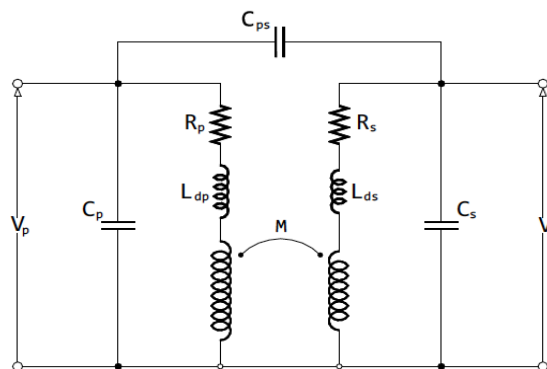


Figura 33-1: Modelos del transformador real.

Fuente: (Capellán, 2012)

Esta es una representación del circuito equivalente de un transformador de alta frecuencia. Sin embargo, este tipo de representación del modelo de transformador no es para nada práctico cuando se trata de analizar un sistema en donde el transformador no sea el caso de estudio central. A esto hay que sumarle que las pruebas de caracterización experimental como son: las de circuito abierto, cortocircuito, entre otras no van a permitir obtener todos los parámetros para el modelo. Si las frecuencias no son muy elevadas se puede optar por el circuito que se muestra en la Figura 34-1:

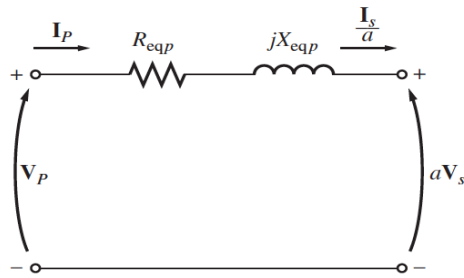


Figura 34-1: Circuito del transformador.

Fuente: (Chapman, 2013)

En donde V_p indica el voltaje en los bornes del primario. De manera similar se la denota la corriente como I_p . V_s Viene siendo la tensión se salida en el bobinado secundario. Normalmente la relación de transformación se la denota como:

$$a = \frac{N_p}{N_s} = \frac{v_p}{v_s}$$

En donde N_p y N_s es el número de espiras que contiene cada bobinado llamados devanados, siendo estos tantos primarios como secundarios.

1.4.2. Generadores DC

Los generadores son máquinas eléctricas rotativas, que convierten energía mecánica en energía eléctrica según su arquitectura en DC o AC, en este apartado se hará énfasis en los generadores DC, aunque el principio es el mismo casi para todas la maquinas rotativas (Chapman, 2013). La estructura de un generador DC se puede observar en la figura 35a-1.

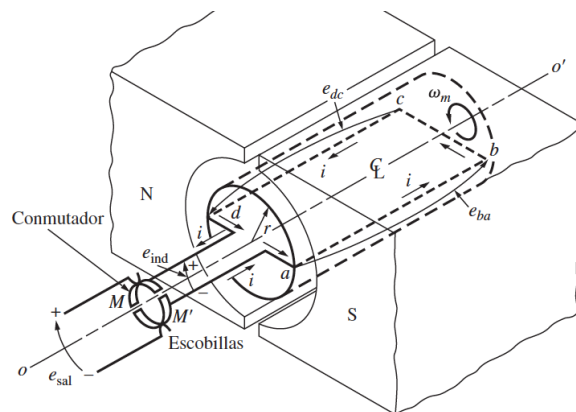


Figura 35-1: Estructura de una maquina DC.

Fuente: (Chapman, 2013)

El principio de funcionamiento radica en que, en un principio el rotor de la maquina recibe una potencia mecánica el cual empuja al rotor con una determinada velocidad angular. Este movimiento sumado al campo magnético del estator produce un voltaje AC. Este voltaje es rectificado mediante la inclusión de colectores y escobillas convirtiendo la tensión AC en DC (Chapman, 2013). La topología en forma de circuito se puede observar en la figura 36-1.

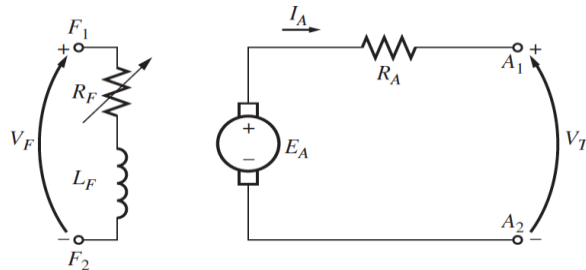


Figura 36-1: Modelo del generador DC.

Fuente: (Chapman, 2013)

En donde V_T es el voltaje en el terminal y E_A es el voltaje producido a causa de inducción electromagnética L_F entre rotor y estator.

1.5 Entornos de simulación

1.5.1 Psim

Según la página oficial de Psim este es un simulador de electrónica de potencia que ofrece una velocidad de simulación inmejorable al tiempo que produce resultados a nivel de un sistema de alta calidad, en donde el usuario puede interactuar o diseñar incluso sin experiencia previa bajo una interfaz de usuario amigable. Además PSIM y sus módulos complementarios proporcionan un diseño y una simulación robustos a nivel de sistema en múltiples áreas, los cuales se muestran en la figura 37-1.



Figura 37-1: Entornos de aplicación de aplicación PSIM.

Fuente: <https://powersimtech.com/products/psim/capabilities-applications/>

1.5.2 Matlab/Simulink

Matlab es un entorno de programación y simulación de sistemas dinámicos de cualquier índole ya que ofrece múltiples funciones y librería especializadas en determinada área de conocimiento. Además la capacidad de programación y cálculo numérico, lo que lo hace una herramienta casi indispensable para el estudio de ingeniería, ya permiten caracterizar sistemas, validar modelos y establecer redes de comunicaciones entre ellos. La inclusión de Simulink como parte del paquete comercial permite usuario el modelado y simulación basada en bloques funcionales que pueden ser definidas por el usuario en base a modelos y/o prototipos que incluye las librerías de Simulink. Además se puede combinar las tecnologías de Matlab y Simulink para aprovechar las ventajas de cada uno de ellos y crear modelos y/o simulaciones más apegados a la realidad física que se quiere estudiar. Las aplicaciones de Matlab/Simulink muestran en la figura 38-1.

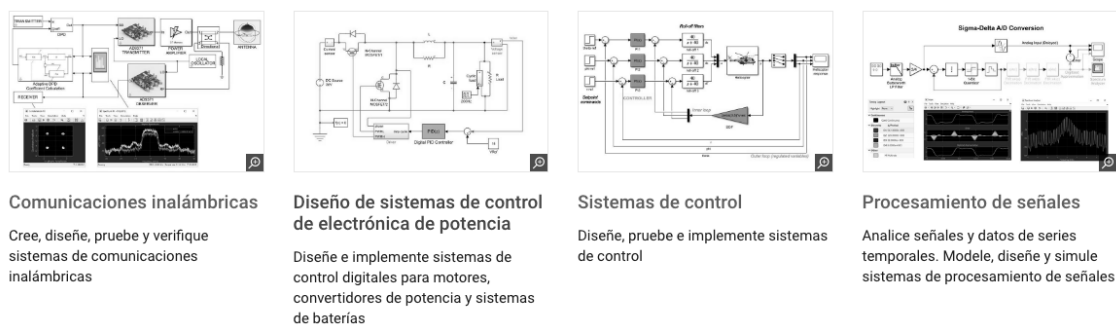


Figura 38-1: Campos de aplicación de Matlab/Simulink.

Fuente: <https://la.mathworks.com/products/simulink.html>

La implementación de los modelos que involucran el presente proyecto se lo realiza en el entorno de Matlab/Simulink. Esto se debe a que Simulink mediante la librería *SimScape* proporciona todas las herramientas necesarias para el diseño, modelado y simulación tanto del sistema de control como para los modelos asociados a la electrónica de potencia. No obstante, la validación de los modelos se lo realiza en conjunto con el entorno de PSim.

CAPÍTULO II

2 MARCO METODOLÓGICO

En este capítulo se presenta el diseño, caracterización y modelado de los convertidores DC-DC MISO en sus diferentes arquitecturas tanto no aisladas como aisladas. Además, el diseño y modelado de un sistema de producción de energía renovable híbrida o EPERH, cuya finalidad es la de ofrecer un entorno sobre el cual evaluar el rendimiento de los convertidores considerados en este estudio, en base a parámetros de eficiencia y respuesta del sistema. La metodología que se lleva a cabo para la realización de esta investigación se puede observar en la figura 1-2.

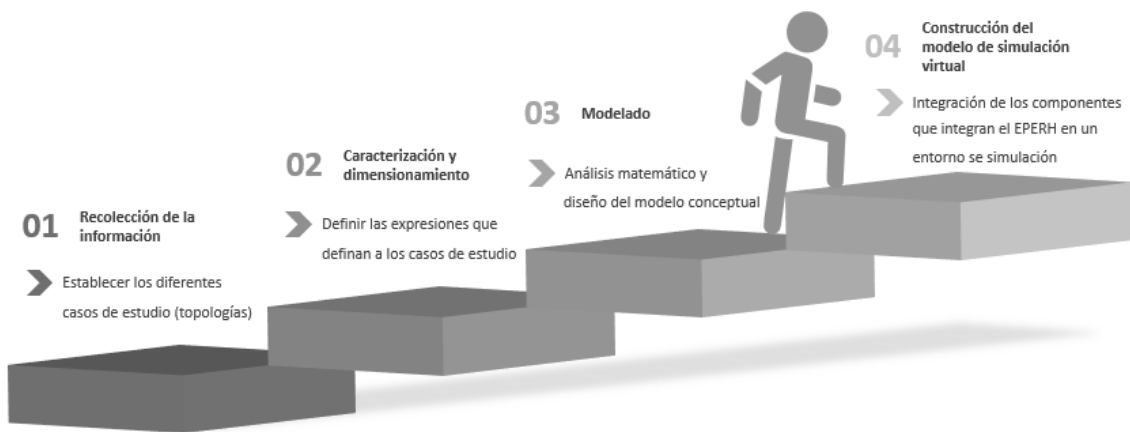


Figura 1-2: Metodología de la investigación.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Conforme a la figura 1-2 se definen 4 etapas para el desarrollo de la investigación. La primera y segunda fase comprende la sección 2.1, en la cual a raíz de la recolección de información se definen los correspondientes casos de estudio y se desarrolla un análisis en particular para cada uno de ellos. El objetivo de esta sección es la de caracterizar y establecer criterios de dimensionamiento de los convertidores DC-DC MISO. La tercera etapa comprende la sección 2.2, en la cual mediante un análisis matemático se define el modelo conceptual para cada caso de estudio en particular. La finalidad de esta sección es la de desarrollar las bases e insumos necesarios para la construcción del EPERH. En la fase 4 se realiza la construcción del modelo de simulación virtual en el entorno de Matlab/Simulink mediante la integración de cada uno de los componentes diseñados y modelados en la sección 2.3, esta información comprende la sección 2.4 del capítulo en curso.

En referencia a los métodos y técnicas utilizados para el desarrollo de la investigación. En un principio se basa en el método inductivo, debido a que en el estudio de la dinámica de las diferentes topologías de convertidores DC-DC MISO, se parte de principios de funcionamientos generales para llegar a una conclusión en particular sobre cómo opera el modelo que se está investigando y obtener la dinámica asociada él. No obstante, el método deductivo también es de gran ayuda para emitir una conclusión general a partir del análisis y evaluación del sistema bajo un escenario en específico. Además, otro método que se utiliza para la evaluación es el analítico, cuya aplicación permite descomponer la respuesta del sistema MISO que forma un todo en varios elementos que se pasan a estudiar de manera minuciosa como por ejemplo: la eficiencia, sobrelongacion máxima, tiempo de asentamiento entre otros. Por otra parte, una técnica recursiva para la investigación propuesta es la sintetización, cuyo objetivo es la recolección de información existente en diversos trabajos de investigación para establecer cada uno de los casos de estudio considerados en este documento.

2.1 Caracterización y dimensionamiento de convertidores DC-DC MISO

En esta sección se presenta la caracterización de los convertidores DC-DC MISO en sus diferentes arquitecturas aisladas y no aisladas propuestas y expuestas en el capítulo I, bajo un enfoque práctico con criterio de diseño. Para ello se formula una metodología deductiva de análisis análoga al estudio de los convertidores DC-DC SISO estudiados en la bibliografía tradicional.

Para la caracterización de convertidores de entrada múltiple y salida única la metodología propuesta plantea analizar a un convertidor MISO con el mínimo de entradas. El objetivo de este estudio es detallar los fundamentos para el análisis y dimensionamiento de este tipo de convertidores. La temática a cubrir en esta sección obedece a la clasificación de los convertidores conforme lo señala la figura 3-1.

2.1.1 Convertidores MISO no aislados

Como parte preliminar para la caracterización se fijan condiciones de análisis, las cuales son:

- La corriente en la bobina es permanente y mayor a cero:

$$i_L(t + T) = i_L(t) \quad (1-2)$$

- El voltaje en la bobina es nulo en cada periodo:

$$V_L = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} V_L(x) dx = 0 \quad (2-2)$$

- La corriente media en el condensador es cero:

$$i_C = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} i_C(x) dx = 0 \quad (3-2)$$

- La potencia entregada por la fuente es igual a la suministrada a la carga.

$$P_s = P_o \quad (4-2)$$

- La topología del caso de estudio opera en estado estacionario y a plena carga.
- El condensador es muy grande capaz de mantener el voltaje de salida V_o constante.

Bajo estas condiciones generales y las consideraciones puntuales propias del caso de estudio se realiza la caracterización concerniente a:

2.1.1.1 Convertidor reductor MISO

La topología del convertidor reductor MISO conforme la propuesta de los autores *Gavriş, Cornea* y *Muntean* se muestra en la figura 2-2. Este convertidor transfiere un voltaje de salida menor al que recibe, de ahí el nombre de reductor o *Buck*.

El principio de funcionamiento se puede explicar en función de las conmutaciones realizadas por los interruptores; de tal manera que si S_1 y/o S_2 están en conducción la energía de la fuente se transfiere simultáneamente a la carga y se acumula en la bobina, mientras que cuando los transistores S_1 y S_2 son interrumpidos la energía acumulada por la bobina se transfiere a la carga.

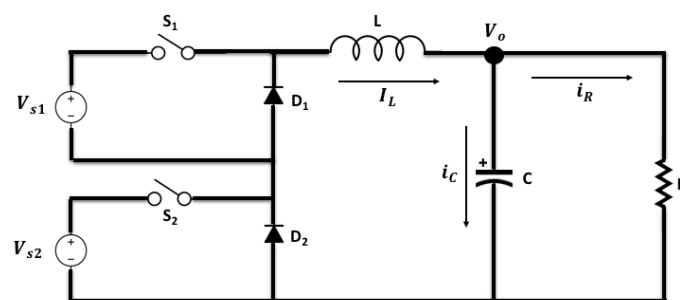


Figura 2-2: Convertidor MISO reductor.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Para la caracterización de este convertidor, en primera instancia se define los ciclos de trabajo para cada uno de los conmutadores las cuales se observan en la figura 3-2. En donde el periodo de conmutación de los transistores es T , el ciclo de trabajo de S_1 es mayor a S_2 denotados como D_1T y D_2T respectivamente. Bajo esta consideración el convertidor adopta tres estados:

El primero que se lo denomina alfa en donde S1 y S2 están activos, el segundo llamado beta en el cual solo S1 estará activo y un tercer estado denominado omega en el cual ambos conmutadores S1 y S2 estarán interrumpidos.

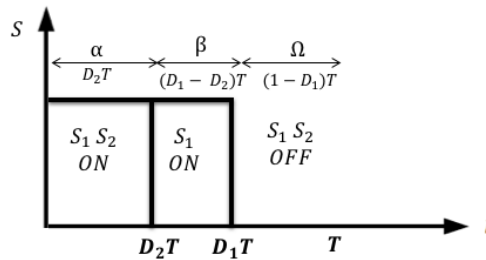


Figura 3-2: Modos de conmutación.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Bajo este preliminar se han establecido todas las condiciones necesarias para el análisis del caso de estudio en particular. Con forme a la figura 3-2 se establece que para el primer intervalo de tiempo en donde los conmutadores S1 y S2 están activados la topología del convertidor adopta la arquitectura mostrada en la figura 4-2.

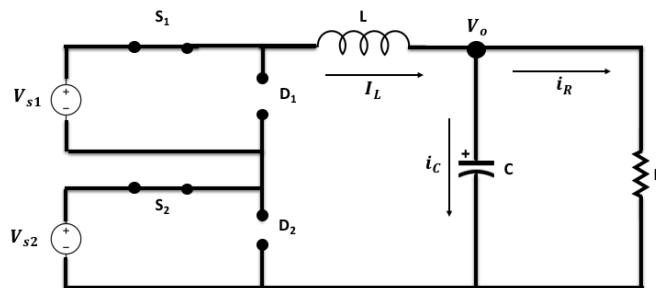


Figura 4-2: Convertidor reductor MISO durante alfa.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Observe que los diodos D1 y D2 están polarizados de manera inversa presentando un obstáculo en el camino de la corriente directamente a tierra. De esta manera se direcciona el flujo de energía hacia el resto del circuito con una configuración de las fuentes en serie. Bajo este análisis y mediante LVK se puede establecer que:

$$V_L = V_{s1} + V_{s2} - V_o \quad (5-2)$$

La ecuación 5-2 puede ser escrita como:

$$L \frac{di_L}{dt} = V_{s1} + V_{s2} - V_o \quad (6-2)$$

A partir de la ecuación 6-2 se puede obtener la variación de corriente en la bobina, definida como:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{s1} + V_{s2} - V_o}{L} \quad (7-2)$$

En un inicio se estableció que la corriente en la bobina es permanente y mayor a cero, mismo argumento que puede ser corroborado observando la figura 5-2.

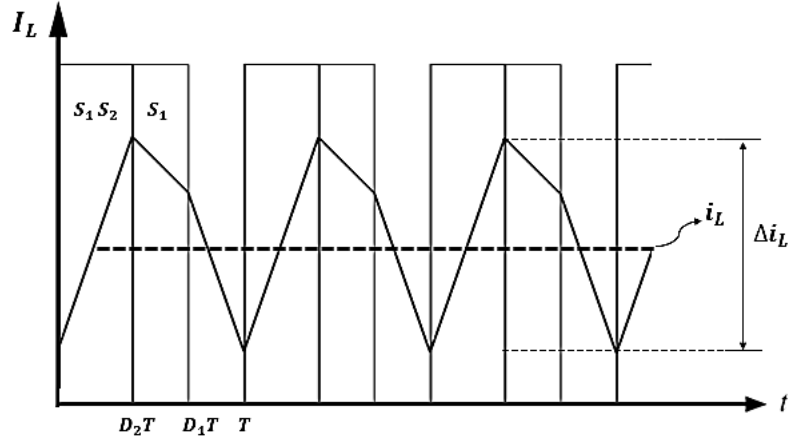


Figura 5-2: Corriente de bobina del convertidor reductor.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Bajo esta consideración se puede establecer que:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad (8-2)$$

Si se sustituye la expresión 7-2 en 8-2 se obtiene:

$$\Delta i_L = \frac{di_L}{dt} \Delta t = \frac{V_{s1} + V_{s2} - V_o}{L} D_2 T = (\Delta i_L)_\alpha \quad (9-2)$$

Para el segundo estado del convertidor se interrumpe la fuente VS2 con lo que el circuito inicial adopta la topología mostrada en la figura 6-2.

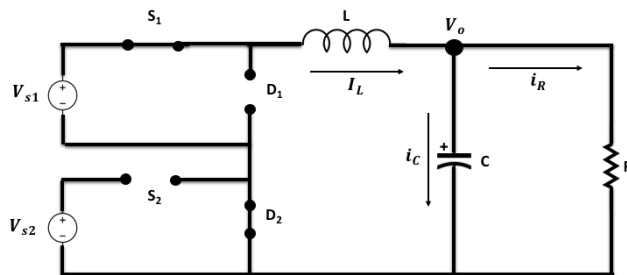


Figura 6-2: Convertidor reductor MISO durante beta.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Observe que bajo esta consideración la energía de la bobina ya está siendo suministrada a la carga. De manera que como se muestra en la figura 5-2, ya existe un decaimiento en la corriente; sin

embargo, esta no tiene mucha pendiente debido a que la bobina aun recibe apoyo de una de las fuentes. Conforme a la figura 6-2 mediante LVK se define la tensión de la bobina como:

$$V_L = V_{s1} - V_o \quad (10-2)$$

La expresión 10-2 puede ser expresada en su forma diferencial como:

$$L \frac{di_L}{dt} = V_{s1} - V_o$$

Obteniendo:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{s1} - V_o}{L}$$

De manera que conforme a la ecuación 8-2 se obtiene:

$$\Delta i_L = \frac{di_L}{dt} \Delta t = \frac{V_{s1} - V_o}{L} (D_1 - D_2) T = (\Delta i_L)_\beta \quad (11-2)$$

Para el tercer estado considere que ambos interruptores están desconectados, con lo que la topología del circuito de la figura 2-2 adopta la configuración mostrada en la figura 7-2. Note que los interruptores S1 y S2 se abren cortando el suministro de energía de las fuentes. Sin embargo, durante este periodo la fuente de energía es la bobina la cual desprende el flujo de corriente en sentido de la carga con lo cual dos diodos se polarizan en directa cerrando el circuito.

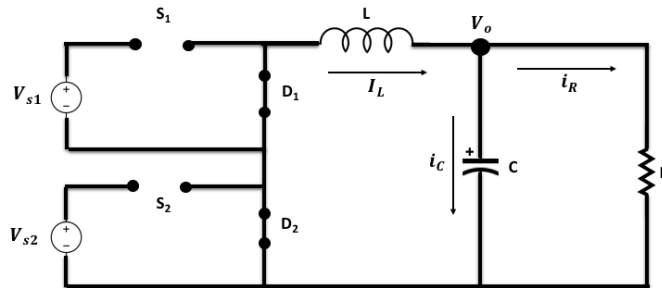


Figura 7-2: Convertidor reductor MISO durante omega.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Mediante LVK se obtiene la expresión para la tensión del inductor, definida como:

$$V_L = -V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (12-2)$$

Remitiéndose a la figura 5-2 se puede constatar que en este periodo la corriente en la bobina tiene una pendiente negativa y más alta con respecto al anterior estado.

Si se relaciona la ecuación 8-2 con 12-2 se establece la expresión para la variación de la corriente de la bobina para este estado descrita en 13-3.

$$\Delta i_L = \frac{di_L}{dt} \Delta t = \frac{-V_o}{L} (1 - D_1) T = (\Delta i_L)_\Omega \quad (13-2)$$

Bajo la representación de la variación de corriente mostrado en la figura 5-2 se puede constatar que para cada periodo la variación de corriente en el inductor es nula, cumpliéndose que:

$$(\Delta i_L)_\alpha + (\Delta i_L)_\beta + (\Delta i_L)_\Omega = 0 \quad (14-2)$$

Reemplazando las expresiones 9-2, 11-2 y 13-2 en 14-2, se obtiene:

$$\frac{V_{s1} + V_{s2} - V_o}{L} D_2 T + \frac{V_{s1} - V_o}{L} (D_1 - D_2) T - \frac{V_o}{L} (1 - D_1) T = 0 \quad (15-2)$$

A partir de la ecuación 15-2, se encuentra la expresión que define el voltaje de salida:

$$V_o = D_1 V_{s1} + D_2 V_{s2} \quad (16-2)$$

Tenga en cuenta que el circuito opera en régimen permanente, con lo que se asume que la corriente del capacitor es nula, de modo que la corriente media en la bobina será la misma que la corriente de salida o de resistencia, es decir:

$$I_L = I_R = \frac{V_o}{R} \quad (17-2)$$

Como se puede observar en la figura 5-2 la corriente de la bobina no es lineal sino más bien es una onda triangular deformada con valores mínimos y máximos. Una forma de calcular picos de corriente es mediante métodos geométricos por considerarse una forma de onda de tipo regular. Bajo esta consideración la corriente máxima obedece a 18-2.

$$I_{max} = I_L + S_{D_{IL}} \quad (18-2)$$

Por otra parte la corriente mínima se define con forme a 19-2.

$$I_{min} = I_L - S_{D_{IL}} \quad (19-2)$$

En donde $S_{D_{IL}}$ se puede calcular a partir de:

$$S_{D_{IL}} = \frac{V_{s1} - V_o}{L} (D_1 - D_2) T + (D_1 - D_2) \frac{T}{2L} \left[\frac{V_{s1} + V_{s2} - V_o}{L} - \frac{V_{s1} - V_o}{L} \right] + \frac{V_o}{2L} (1 - D_1) T$$

Obteniendo la expresión 20-2:

$$S_{D_{IL}} = \frac{T}{2L} K \quad (20-2)$$

En donde:

$$K = (D_1 - D_2)(2V_{s1} + V_{s2}) + V_o(2D_2 - 3D_1 + 1)$$

Para el dimensionamiento de los componentes del convertidor se establece un modo de operación del convertidor en análisis. Para este caso en particular se dimensiona los componentes para que el convertidor opere en CCM, lo que implica que la corriente mínima debe ser mayor a cero, es decir:

$$I_{min} = 0 = I_L - S_{D_{IL}} \quad (21-2)$$

$$0 = \frac{V_o}{R} - \frac{T}{2L}K$$

A partir de 21-2 se obtiene la expresión para calcular los valores mínimos para que el convertidor opere en modo CCM:

$$(Lf)_{min} = \frac{RK}{2V_o} \quad (22-2)$$

$$R = \frac{2LV_o}{TK} \quad (23-2)$$

Para el dimensionamiento del capacitor considere la figura 8-2 en la que se representa la corriente del capacitor durante el periodo T.

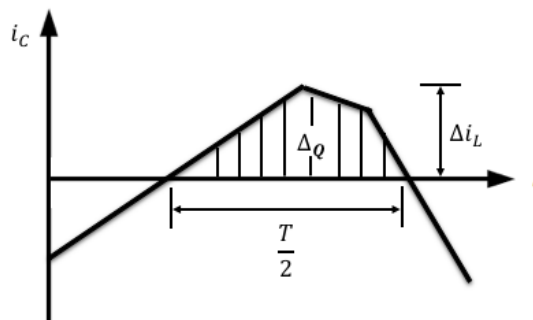


Figura 8-2: Corriente en el capacitor.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

A partir de la definición de capacitancia descrita en 24-2 se puede obtener la variación de voltaje

$$C = QV_o \quad (24-2)$$

$$\Delta C = \Delta QV_o$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C}$$

Con forme a figura 7-2 se puede expresar la variación de la carga, definida como:

$$\Delta V_o = \left(\frac{T}{2}\right) \left(\frac{S_{D_{IL}}}{2}\right) = \frac{TS_{D_{IL}}}{8}$$

De donde se obtiene:

$$\Delta V_o = \frac{TS_{D_{IL}}}{8C}$$

Remplazando el valor de $S_{D_{IL}}$ se obtiene:

$$\Delta V_o = \left(\frac{T}{8C}\right)\left(\frac{TV_o}{2L} \left[\frac{(D_1 - D_2)(2V_{s1} + V_{s2})}{D_1V_{s1} + D_2V_{s2}} + 2D_2 - 3D_1 + 1 \right]\right)$$

Bajo esta consideración el valor del rizado de tensión se define en 25-2

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{\frac{(D_1 - D_2)(2V_{s1} + V_{s2})}{D_1V_{s1} + D_2V_{s2}} + 2D_2 - 3D_1 + 1}{8CLf^2} \quad (25-2)$$

O a su vez se puede optar por una expresión aproximada cuya exactitud dependerá de la diferencia entre D_1 y D_2 . Si la diferencia no es muy considerable el rizado se puede definir por 26-2.

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1 - D_1}{8CLf^2} \quad (26-2)$$

A partir de 26-2 se dimensiona el capacitor, cuya expresión aproximada corresponde a 27-2.

$$C = \frac{1 - D_1}{8L\left(\frac{\Delta V_o}{V_o}\right)f^2} \quad (27-2)$$

Al tratarse de un convertidor de dos entradas los parámetros que pueden variar son D_1 , D_2 , V_{s1} y V_{s2} . Sin embargo, la metodología presentada anteriormente es funcional para todas las variaciones posibles. No obstante, en el presente documento se recogen las posibles variantes, las cuales son:

- Cuando $D_2 > D_1$ pero $V_{s1} > 3/5 V_{s2}$, la curva de variación de corriente de la bobina adopta la forma de onda que se muestra en la figura 9-2. Para caracterizar de esta manera siguiendo la metodología propuesta, el parámetro que sufre la variación es $S_{D_{IL}}$ la misma que puede ser calculada mediante 28-2:

$$S_{D_{IL}} = \frac{V_o}{2L} (1 - D_2)T \quad (28-2)$$

- Cuando $D_1 > D_2$ pero $V_{s2} \ll 3/5 V_{s1}$ la curva de variación de corriente de la bobina adopta la forma de onda que se muestra en la figura 9-2. Para caracterizar de esta manera siguiendo la metodología propuesta, el parámetro que sufre la variación es $S_{D_{IL}}$ la misma que puede ser calculada mediante 28-2 sustituyendo D_2 por D_1 :
- Cuando $D_2 > D_1$ pero $V_{s1} < 3/5 V_{s2}$, la forma de onda será similar a la que se observa en la figura 5-2.

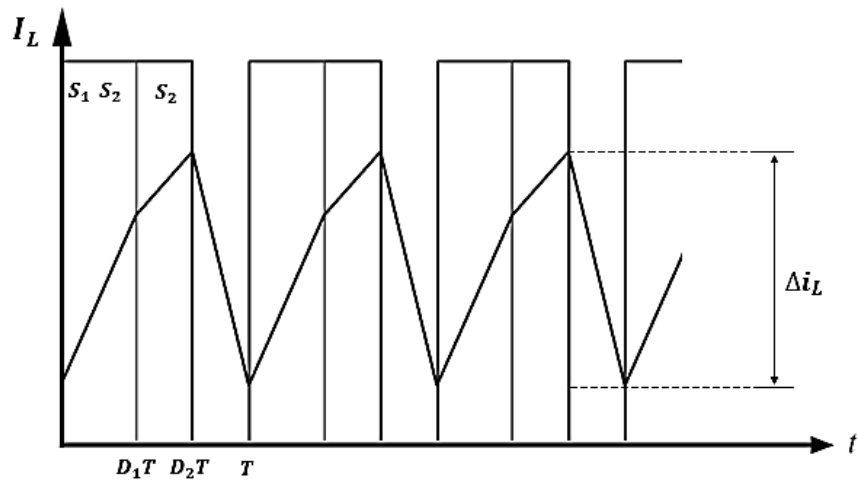


Figura 9-2: Variante de la corriente de bobina del convertidor reductor.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Hay que tener en cuenta que la metodología propuesta no varía, es decir, sea cual sea las variantes en función de los voltajes o ciclos de trabajo los pasos para la caracterización son los mismos, solo con un leve cambio en cuanto a las expresiones como consecuencia de la curva característica de la corriente de inductor.

2.1.1.2 Convertidor Reductor-Elevador MISO

Este convertidor se caracteriza porque la salida de voltaje puede ser mayor o menor de la fuente suministradora. La topología MISO de este convertidor con forme a la propuesta del autor *Veerachary Mummadi* se muestra en la figura 10-2.

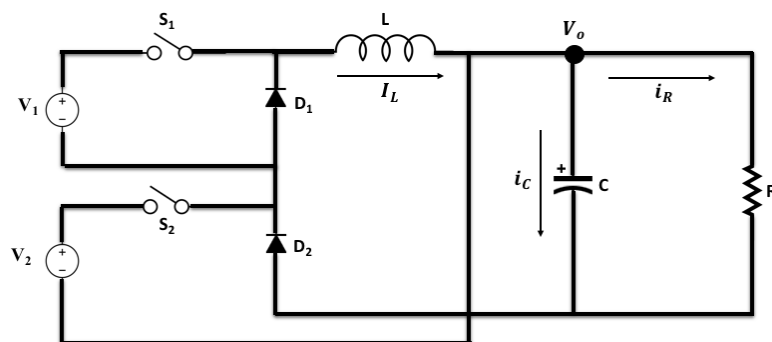


Figura 10-2: Convertidor reductor-elevador MISO.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

La caracterización de esta topología se lo realiza bajo las mismas consideraciones que fueron planteadas para en convertidor reductor. Así mismo los periodos de conmutación de cada uno de los transistores se observa en la figura 3-2. De manera que bajo el primer estado el convertidor mostrado en la figura 10-2 adopta la topología que se muestra en la figura 11-2.

En donde se observa que los diodos D1 y D2 se encuentran polarizados de manera inversa con lo cual las fuentes VS1 Y VS2 adquieren una configuración en serie y transfieren su potencia hacia el circuito.

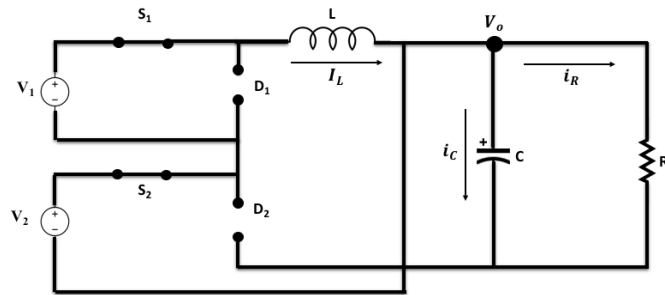


Figura 11-2: Convertidor reductor-elevador durante alfa.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Mediante LVK se puede hallar el valor de la tensión de la bobina de choque definida como:

$$V_L = V_{s1} + V_{s2}$$

$$L \frac{di_L}{dt} = V_{s1} + V_{s2}$$

De manera que la variación de corriente en la bobina puede ser descrita como:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{s1} + V_{s2}}{L}$$

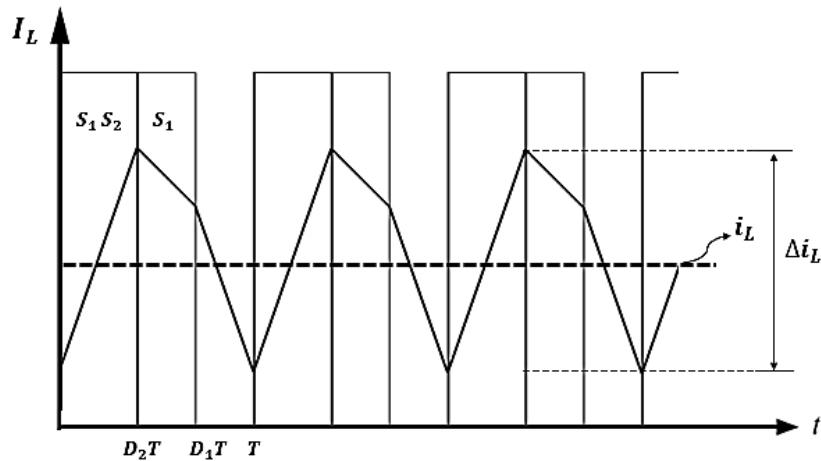


Figura 12-2: Corriente de bobina del convertidor Reductor-Elevador.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Considerando que la corriente de bobina es un número positivo cuya pendiente varía linealmente con respecto al tiempo como se observa en la figura 12-2 se establece que:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t}$$

A partir de la cual se obtiene la variación de corriente de la bobina para este estado descrita en la expresión 29-2.

$$\Delta i_L = \frac{di_L}{dt} \Delta t = \frac{V_{s1} + V_{s2}}{L} D_2 T = (\Delta i_L)_\alpha \quad (29-2)$$

Para el siguiente estado del convertidor el flujo de energía de la fuente VS2 es suspendida con lo que el convertidor adopta la topología que se muestra en la figura 13-2.

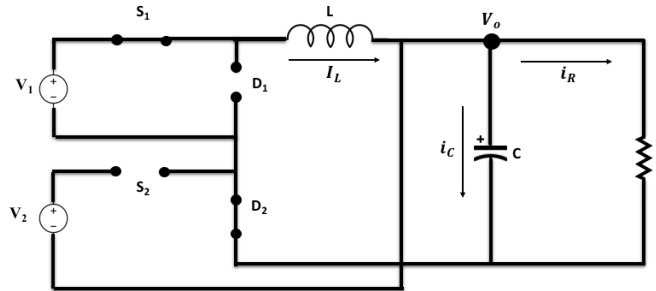


Figura 13-2: Convertidor reductor-elevador durante beta.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Mediante LVK se halla la tensión en la bobina definida como:

$$V_L = V_{s1} - V_o = L \frac{di_L}{dt}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{s1} - V_o}{L}$$

Conforme se muestra en la figura 12-2 la variación de corriente es lineal decreciente y mayor a cero cumpliéndose la igualdad 30-2.

$$\Delta i_L = \frac{di_L}{dt} \Delta t = \frac{V_{s1} - V_o}{L} (D_1 - D_2) T = (\Delta i_L)_\beta \quad (30-2)$$

Para el siguiente estado los conmutadores interrumpen el flujo de potencia desde la fuente como se puede apreciar en la figura 14-2. Los diodos D1 y D2 se polarizan en directa cerrando el circuito y de esta forma la energía almacenada por la bobina es transferida hacia la carga.

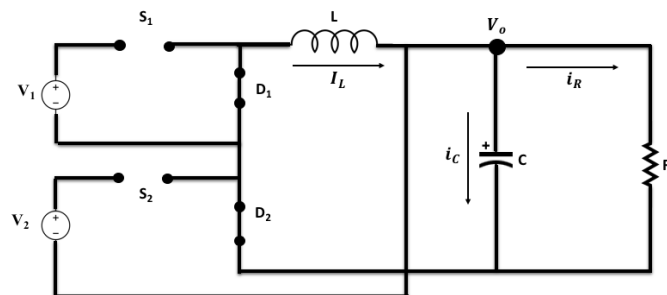


Figura 14-2: Convertidor reductor-elevador durante omega.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Si a esta topología descrita en la figura 14-2 se le aplica LVK el voltaje de bobina obedece a:

$$V_L = -V_o = L \frac{di_L}{dt}$$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_o}{L}$$

La variación de corriente de la bobina para este intervalo decrece linealmente como se observa en la figura 12-2 cumpliéndose la igualdad 31-2.

$$\Delta i_L = \frac{di_L}{dt} \Delta t = \frac{-V_o}{L} (1 - D_1) T = (\Delta i_L)_\Omega \quad (31-2)$$

En la figura 12-2 se observa que en cada periodo la variación de corriente es nula cuya representación obedece a:

$$(\Delta i_L)_\alpha + (\Delta i_L)_\beta + (\Delta i_L)_\Omega = 0$$

$$\frac{V_{s1} + V_{s2}}{L} D_2 T + \frac{V_{s1} - V_o}{L} (D_1 - D_2) T - \frac{V_o}{L} (1 - D_1) T = 0$$

A partir de esta expresión se obtiene el voltaje de salida definido en 32-2.

$$V_o = \frac{D_1 V_{s1} + D_2 V_{s2}}{1 - D_2} \quad (32-2)$$

Tenga en cuenta que la corriente media en la resistencia de carga en el periodo omega es la corriente que está almacenada en la bobina, esta relación se puede expresar como:

$$I_L (1 - D_2) = I_R = \frac{V_o}{R}$$

$$I_L = \frac{D_1 V_{s1} + D_2 V_{s2}}{R(1 - D_2)^2} \quad (33-2)$$

Conociendo la corriente media se puede calcular los picos máximos y mínimos mediante las siguientes expresiones.

$$I_{max} = I_L + S_{D_{IL}}$$

En donde $S_{D_{IL}}$ es el área bajo la curva de IL mostrado en la figura 12-2 en el estado omega, de manera que la corriente máxima puede ser expresada conforme a 33-2.

$$I_{max} = \frac{D_1 V_{s1} + D_2 V_{s2}}{R(1 - D_2)^2} + \frac{V_{s1} + V_{s2}}{2L} D_2 T \quad (33-2)$$

De forma similar se obtiene:

$$I_{min} = I_L - S_{D_{IL}}$$

$$I_{min} = \frac{D_1 V_{s1} + D_2 V_{s2}}{R(1 - D_2)^2} - \frac{V_{s1} + V_{s2}}{2L} D_2 T \quad (34-2)$$

Para dimensionar los componentes del convertidor se parte del requerimiento de operación de este. Para este caso en particular se dimensionará para que el convertidor opere en CCM cuya condición es que la corriente mínima deberá ser cero, es decir:

$$I_{min} = 0 = \frac{D_1 V_{s1} + D_2 V_{s2}}{R(1 - D_2)^2} - \frac{V_{s1} + V_{s2}}{2L} D_2 T$$

Partiendo de esta expresión se puede obtener los valores para:

$$Lf_{min} = \frac{R(V_{s1} + V_{s2})(1 - D_2)}{2V_0} D_2 \quad (35-2)$$

A si también para:

$$R = \frac{2LV_0 f}{D_2(V_{s1} + V_{s2})(1 - D_2)} \quad (36-2)$$

Otro componente del convertidor es el capacitor, el mismo que bajo la consideración inicial se estableció que era lo suficientemente grande como para obtener una salida constante. Sin embargo, el valor de este puede ser dimensionado. Para ello considere la figura 15-2.

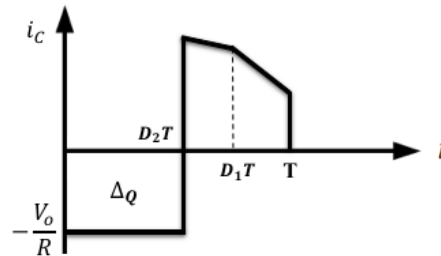


Figura 15-2: Corriente del capacitor.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Conforme lo establece la figura 15-2 se puede calcular la variación de la carga mediante la expresión:

$$|\Delta_Q| = \frac{V_o}{R} D_2 T$$

$$|\Delta_Q| = \Delta V_o C$$

$$\Delta V_o = \frac{V_o}{CR} D_2 T$$

De donde se obtiene el rizado, cuya expresión es:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D_2 T}{CR} \quad (37-2)$$

A partir de esta expresión se puede dimensionar el valor del capacitor requerido en el filtro con forme a la ecuación 38-2.

$$C = \frac{D_2 T}{R \left(\frac{\Delta V_o}{V_o} \right)} \quad (38-2)$$

Los componentes deben ser dimensionados de acuerdo a los requerimientos de diseño. Lo recomendable es considerar un valor entre el 125% al 133.3% del valor obtenido esto a causa de los efectos no ideales de los componentes que integran la topología del convertidor. El exceder estos límites puede afectar a la respuesta del sistema llegando tiempos de asentamientos altos en el caso de tener capacitor muy elevado y la inclusión de armónicos cuando la bobina es menor al rango recomendable.

Otro punto a tener en cuenta es que a diferencia del convertidor reductor en este convertidor la variación de forma de la onda de la corriente I_L únicamente depende solo de la configuración de los ciclos de trabajo. Bajo esta consideración solo existe dos variantes; la primera cuando $D_1 > D_2$ sobre la cual se detalló la metodología de análisis y cuando $D_2 > D_1$ en cuya condición la curva de corriente I_L misma que adoptara la forma de onda mostrada en la figura 16-2. De presentarse este caso la expresión del voltaje y corriente media serán las mismas, el factor que se verá afectado es la zona de carga del inductor el cual puede ser calculado a partir de la ecuación 39-2.

$$S_{C_{IL}} = \frac{V_{s1} - V_o}{L} (D_2 - D_1)T + (D_2 - D_1) \frac{T}{2L} \left[\frac{V_{s1} - V_o}{L} - \frac{V_{s1} + V_{s2}}{L} \right] + \frac{V_o}{2L} (1 - D_2)T \quad (39-2)$$

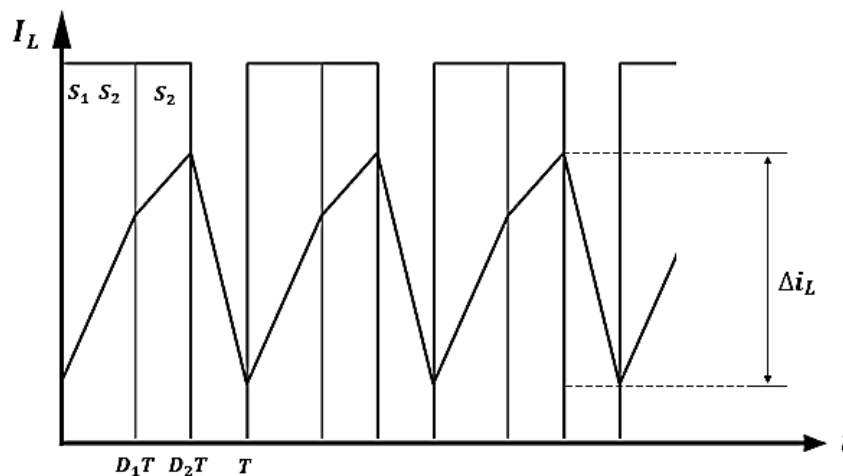


Figura 16-2: Corriente de bobina del convertidor Reductor-Elevador.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

2.1.2 Convertidores MISO aislados

Para la caracterización de esta familia de convertidores se asume las mismas condiciones establecidas para el análisis de los convertidores no aislados. Los periodos de conmutación para los interruptores del circuito y los estados del mismo se muestran en la figura 17-2.

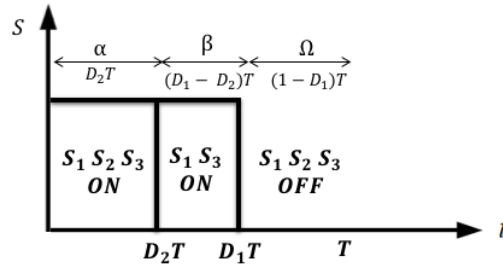


Figura 17-2: Modos de conmutación.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

2.1.2.1 Convertidor *Flyback* MISO

Este tipo de convertidor puede ser considerado como una reconfiguración del convertidor elevador reductor al que se le añadió un elemento de aislamiento como lo es el transformador de AF. La topología en su configuración MISO conforme a los autores *Qin Wang, Jie Zhang, Xinbo Ruan y Ke Jin* se muestra en la figura 18-2, en el que se puede apreciar un interruptor adicional llamado S_3 . La función de este interruptor es de abrir el circuito en el lado primario del transformador en el periodo en donde ya no exista el suministro de energía desde la fuente permitiendo que la corriente magnetizante polarice el bobinado primario; análogamente a cuando había suministro de energía de esta manera se crea una corriente en sentido contrario en el secundario el cual circulara hacia la carga. Para este caso de estudio en particular se considera que S_3 tendrá un periodo D_1T , ya que a partir de ese tiempo se interrumpe el suministro de energía desde la fuente.

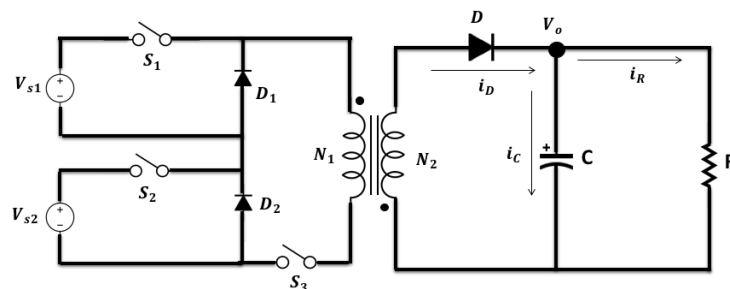


Figura 18-2: Convertidor *Flyback* MISO.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Para la caracterización de este convertidor se recomienda redibujar la topología con un circuito equivalente del transformador. Bajo esta reconsideración el circuito de análisis se muestra en la figura 19-2.

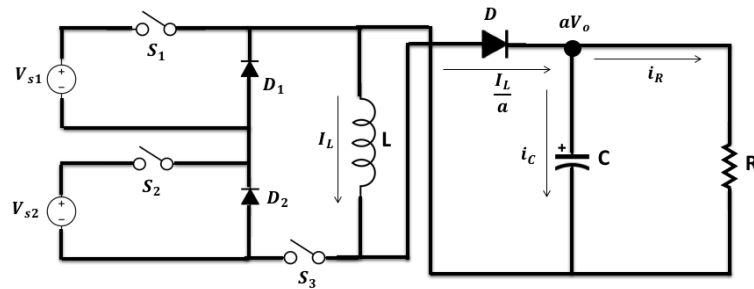


Figura 19-2: Topología de análisis del convertidor *Flyback* MISO.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Establecido estos preliminares el circuito ya puede ser caracterizado de manera que con forme a lo establecido en la figura 17-2 el circuito tendrá tres estados. En el primer estado como se puede ver en la figura 20-2 los interruptores S1, S2 y S3 están en conducción y gracias a la polarización de los diodos estos alimentan la bobina magnetizante con una configuración en serie.

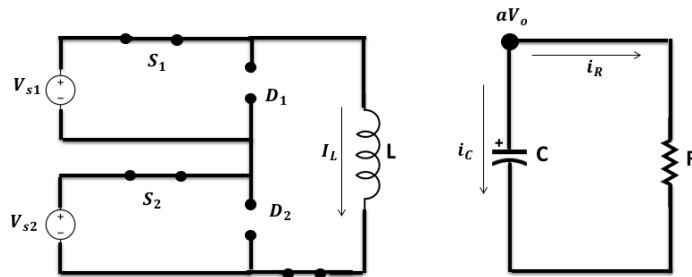


Figura 20-2: Convertidor *Flyback* MISO durante alfa.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Aplicando LVK en este circuito de la figura 20-2 se obtiene la expresión para la tensión de la bobina, definida como:

$$V_L = V_{s1} + V_{s2} = L \frac{di_L}{dt}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{s1} + V_{s2}}{L}$$

Como la corriente de bobina es un número positivo cuya pendiente varía linealmente con respecto al tiempo como se observa en la figura 21-2, se puede establecer que:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t}$$

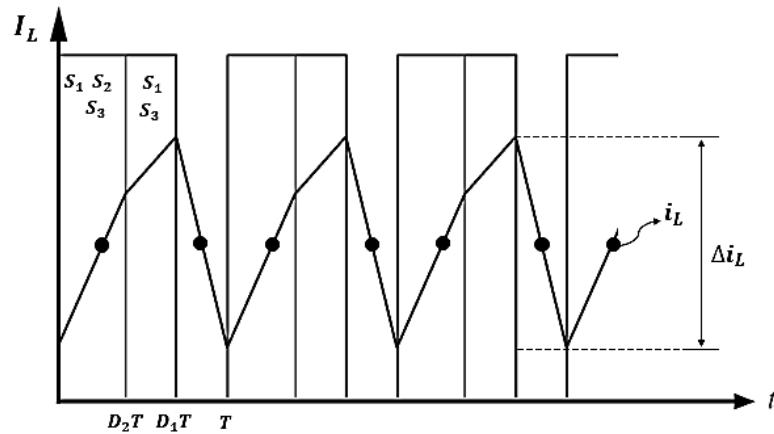


Figura 21-2: Corriente del inductor del convertidor *Flyback*.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

A partir de esta expresión se obtiene:

$$\Delta i_L = \frac{di_L}{dt} \Delta t = \frac{V_{s1} + V_{s2}}{L} D_2 T = (\Delta i_L)_\alpha \quad (40-2)$$

Para el estado Beta los conmutadores S1 y S3 conducen polarizando de manera inversa a D2 lo que indica que la bobina sigue cargándose y la corriente del secundario es nula como se puede observar en la figura 22-2.

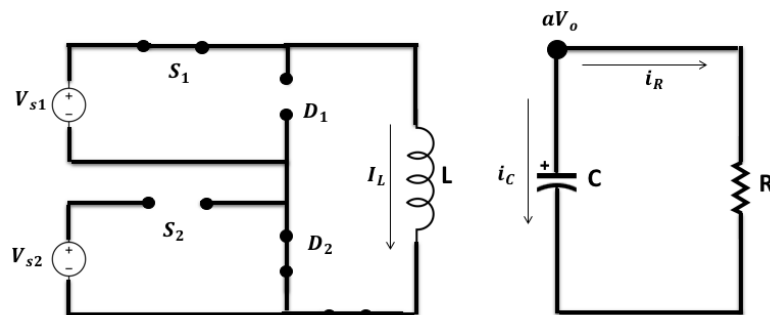


Figura 22-2: Convertidor *Flyback* MISO durante beta.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Si se aplica LVK se puede obtener el voltaje de la bobina que está definido como:

$$V_L = V_{s1} = L \frac{di_L}{dt}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{s1}}{L}$$

De la misma manera como se puede ver en la figura 21-2, la variación de la corriente de bobina es lineal y positiva cuya proporción obedece a:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t}$$

De donde la variación de corriente en la bobina para este periodo se expresa en 41-2.

$$\Delta i_L = \frac{di_L}{dt} \Delta t = \frac{V_{s1}}{L} (D_1 - D_2) T = (\Delta i_L)_\beta \quad (41-2)$$

Para el estado omega el circuito se comporta como se muestra en la figura 23-2, en donde se puede apreciar que al abrirse S3 ya existe flujo de corriente en el secundario dependiente de la relación de transformación.

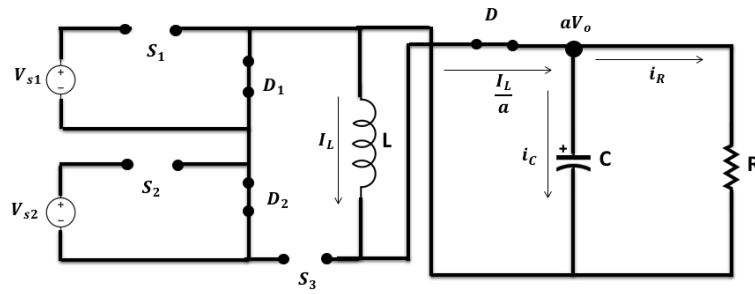


Figura 23-2: Convertidor *Flyback* MISO durante omega.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Si se aplica LVK tenemos que el voltaje de la bobina obedece a:

$$V_L = -aV_o = L \frac{di_L}{dt}$$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{aV_o}{L}$$

Como se muestra en la figura 21-2 la variación de corriente de la bobina para este intervalo decrece linealmente validando la igualdad 42-2.

$$\Delta i_L = \frac{di_L}{dt} \Delta t = \frac{-aV_o}{L} (1 - D_1) T = (\Delta i_L)_\Omega \quad (42-2)$$

Conforme a la figura 21-2 se puede evidenciar que cada periodo de tiempo la variación de corriente es nula, cumpliéndose que:

$$(\Delta i_L)_\alpha + (\Delta i_L)_\beta + (\Delta i_L)_\Omega = 0$$

$$\frac{V_{s1} + V_{s2}}{L} D_2 T + \frac{V_{s1}}{L} (D_1 - D_2) T - \frac{aV_o}{L} (1 - D_1) T = 0$$

De esta expresión se obtiene el voltaje de salida, el cual está expresado como:

$$V_o = \frac{D_1 V_{s1} + D_2 V_{s2}}{a(1 - D_1)}$$

$$V_o = \frac{D_1 V_{s1} + D_2 V_{s2}}{1 - D_1} \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \quad (43-2)$$

La corriente media en la resistencia de carga en el periodo $(1 - D_1)T$ es la corriente que está almacenada en la bobina magnetizante, cuya expresión se define como:

$$aI_L(1 - D_1) = I_R = \frac{V_o}{R}$$

$$I_L = \frac{D_1 V_{s1} + D_2 V_{s2}}{aR(1 - D_1)^2} \quad (44-2)$$

A través de la ecuación 44-2 se puede calcular, los valores de corriente máxima y mínima.

$$I_{max} = I_L + S_{D_{IL}}$$

En donde $S_{D_{IL}}$ se obtiene a partir de:

$$S_{D_{IL}} = \frac{V_{s1} + V_{s2}}{2L} D_2 T + \frac{V_{s1}}{L} (D_1 - D_2) T + \frac{T}{2} (1 - D_1) \left(\frac{V_{s1}}{L} - \frac{V_{s1} + V_{s2}}{L} \right)$$

$$S_{D_{IL}} = \frac{T}{2L} K \quad (45-2)$$

En donde K está definido como:

$$K = V_{s1}(2D_1 - D_2) + V_{s2}(2D_2 - D_1)$$

De forma similar se obtiene

$$I_{min} = I_L - S_{D_{IL}}$$

Como se quiere garantizar que el modo de operación del convertidor sea en CCM, entonces la corriente mínima deberá ser cero, es decir:

$$I_{min} = 0 = \frac{V_o}{R} - \frac{T}{2L} K$$

A partir de esta expresión se puede dimensionar los componentes para el convertidor

$$Lf_{min} = \frac{aR(1 - D_1)K}{2V_o} \quad (46-2)$$

$$R = \frac{2LV_o f}{a(1 - D_1)K} \quad (47-2)$$

El valor del condensador viene dado por la expresión:

$$C = \frac{D_2 T}{R \left(\frac{\Delta V_o}{V_o} \right)} \quad (48-2)$$

Note que esta expresión es la misma que la del convertidor elevador reductor, cuyo dimensionamiento se trató en detalle en la sección anterior. Además, este convertidor no cambiará la forma de onda de i_L cuando de $D_2 > D_1$ ya que el principio de funcionamiento establece que el convertidor seguirá acumulando energía mientras S_3 este conduciendo, y este deja de conducir cuando ya no hay suministro por parte de ninguna de las fuentes. Una consideración de suma importancia es que S_3 no debe sobrepasar el 90% del ciclo de trabajo y la implementación del convertidor Flyback MISO debe ser acompañada de un circuito de protección *Snubber* para S_3 .

2.1.2.2 Convertidor Forward MISO

El convertidor *Forward* en su topología MISO conforme a los autores *Qin Wang, Jie Zhang, Xinbo Ruan* y *Ke Jin* se puede observar en la figura 24-2. Para el análisis de este convertidor se consideran las mismas condiciones de análisis del convertidor *Flyback*. Los periodos de conmutación para este convertidor se muestran en la figura 17-2.

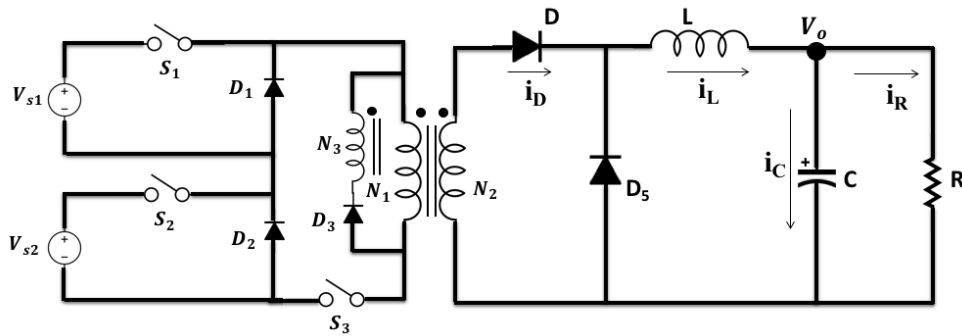


Figura 24-2: Topología del convertidor *Forward* MISO.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Esta topología para efectos de análisis debe ser reconfigurada con forme al circuito equivalente del transformador. Esta reconfiguración se muestra en la figura 25-2.

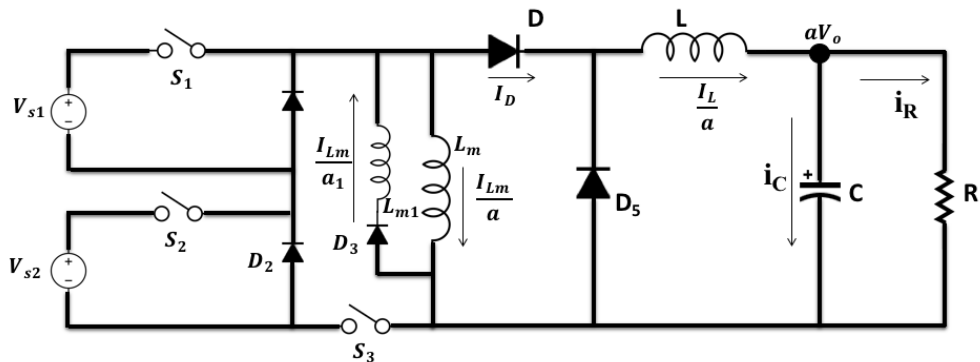


Figura 25-2: Topología de análisis del convertidor *Forward* MISO.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Conforme a la figura 3-2, para el primer estado en donde están activos S1 Y S2 la topología de análisis del convertidor *Forward* MISO adopta la estructura mostrada en la figura 26-2. En esta topología se observa en primera instancia que los diodos D1 y D2 se polarizan de manera inversa con lo que el D1 exime del circuito a la bobina de des magnetización LM1, mientras tanto el D2 obstaculiza la circulación de la fuente VS2 directamente hacia tierra, dejando a las dos fuentes en serie. Note también que el D está en polarización directa, lo contrario sucede con el D5 facilitando de esta manera que la corriente de la fuente induzca a la bobina de magnetización y además haga lo propio con la bobina L.

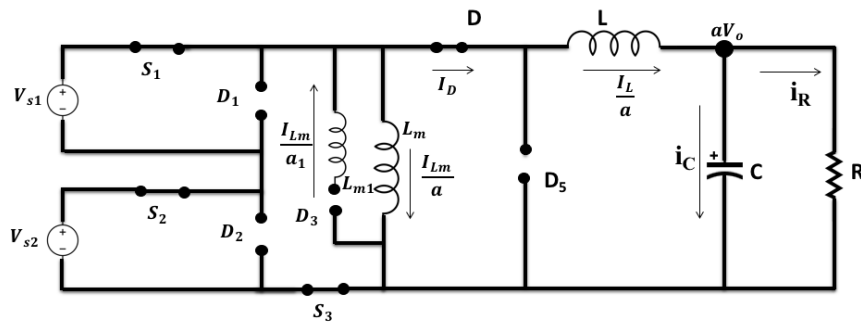


Figura 26-2: Topología del convertidor *Forward* MISO durante alfa.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Si se aplica LVK el voltaje en la bobina L se define como:

$$V_L = V_{s1} + V_{s2} - aV_o = L \frac{di_L}{dt}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{s1} + V_{s2} - aV_o}{L}$$

Como la corriente en la bobina es permanente y mayor a cero con forme lo muestra la figura 27-2. La variación de la corriente de la bobina para este estado se puede expresar con forme a la ecuación 49-2.

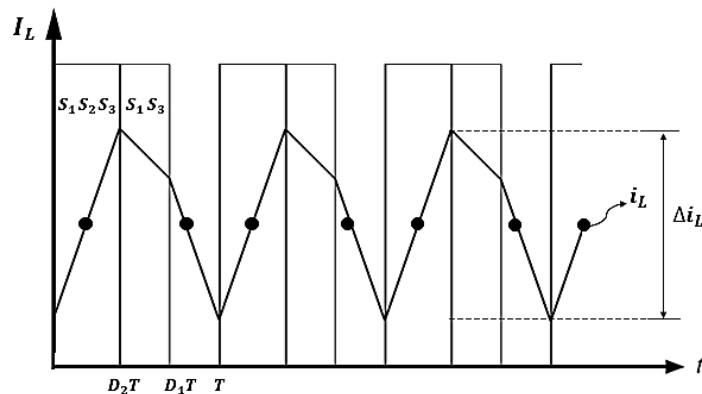


Figura 27-2: Corriente de bobina del convertidor *Forward*.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

$$\Delta i_L = \frac{di_L}{dt} \Delta t = \frac{V_{s1} + V_{s2} - aV_o}{L} D_2 T = (\Delta i_L)_\alpha \quad (49-2)$$

Para el segundo estado del convertidor se interrumpe la fuente VS2 con lo que el circuito inicial adopta la topología mostrada en la figura 28-2.

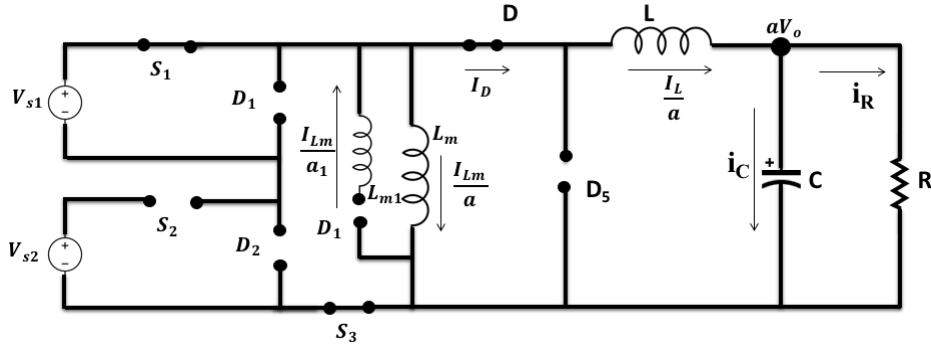


Figura 28-2: Topología del convertidor *Forward* MISO durante beta.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Observe que bajo este estado el D2 se polariza en inversa permitiendo que todos los demás elementos continúen bajo la misma consideración del estado alfa. Sin embargo, observe en la figura 24-2 como la pendiente decrece significativa mente como respuesta al desacoplo de la fuente VS2. Si se aplica LVK al circuito de la figura 28-2 se define la tensión de la bobina como:

$$V_L = V_{s1} - aV_o = L \frac{di_L}{dt}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{s1} - aV_o}{L}$$

De manera que bajo la consideración de la figura 27-2 la variación de la corriente en la bobina L corresponde con la ecuación 50-2.

$$\Delta i_L = \frac{di_L}{dt} \Delta t = \frac{V_{s1} - aV_o}{L} (D_1 - D_2) T = (\Delta i_L)_\beta \quad (50-2)$$

Para el tercer estado considere que ambos interruptores están desconectados, con lo que la topología del circuito de la figura 25-2 adopta la configuración mostrada en la figura 29-2. En esta figura se puede observar que los interruptores S1 y S2 se abren cortando el suministro de energía de las fuentes y D se polariza en inversa evitando que la corriente sea negativa como consecuencia de la polarización directa que sufre D5. Además note que D1 se polariza en directa con lo que la corriente almacenada en Lm induce a la bobina de des magnetización Lm1, permitiendo el retorno de la corriente almacenada por Lm hacia la fuente principal, provocando la des magnetización de Lm.

Mediante LVK aplicado a la topología 29-2 se obtiene que el voltaje de la bobina que obedece a:

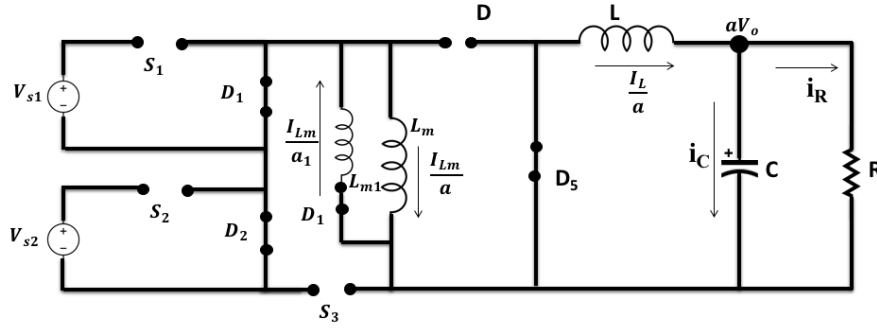


Figura 29-2: Topología del convertidor *Forward* MISO durante omega.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

De manera que mediante LVK se obtiene la expresión para la tensión del inductor, definida como:

$$V_L = -aV_o = L \frac{di_L}{dt}$$

$$\frac{di_L}{dt} = -a \frac{V_o}{L}$$

Remitiéndose a la figura 27-2 se puede constatar que en este periodo la corriente en la bobina tiene una pendiente negativa. Bajo esta consideración la variación de corriente de bobina para este periodo puede ser descrita mediante la ecuación 51-2.

$$\Delta i_L = \frac{di_L}{dt} \Delta t = \frac{-aV_o}{L} (1 - D_1)T = (\Delta i_L)_\Omega \quad (51-2)$$

Bajo la representación de la variación de corriente mostrado en la figura 27-2 se puede constatar que para cada periodo la variación de corriente en el inductor es nula, es decir:

$$(\Delta i_L)_\alpha + (\Delta i_L)_\beta + (\Delta i_L)_\Omega = 0$$

$$\frac{V_{s1} + V_{s2} - aV_o}{L} D_2 T + \frac{V_{s1} - aV_o}{L} (D_1 - D_2)T - \frac{aV_o}{L} (1 - D_1)T = 0$$

A partir de esta expresión se obtiene el voltaje de salida el cual es descrito a conforme 52-2.

$$V_o = \frac{D_1 V_{s1} + D_2 V_{s2}}{a} \quad (52-2)$$

Tenga en cuenta que el circuito opera en régimen permanente por lo que se asume que la corriente del capacitor es nula, de modo que la corriente media en la bobina será la misma que la corriente de salida o de resistencia, es decir:

$$I_L = I_R = \frac{V_o}{R} \quad (53-2)$$

Como se puede observar en la figura 24-2 la corriente de la bobina no es lineal sino más bien es una onda triangular deformada con valores mínimos y máximos.

Una forma de calcular los picos de corriente es mediante métodos geométricos por considerarse una forma de onda de tipo regular, por consiguiente los picos de corriente media pueden ser calculados partir de la expresión 54-2 y 55-2.

$$I_{max} = I_L + S_{D_{IL}} \quad (54-2)$$

$$I_{min} = I_L - S_{D_{IL}} \quad (55-2)$$

En donde $S_{D_{IL}}$ representa el área bajo la curva de IL durante el estado omega, dicho valor se puede calcular a partir de 56-2.

$$S_{D_{IL}} = \frac{aV_o}{2L}(1 - D_1)T \quad (56-2)$$

Para el criterio de dimensionamiento se establece un requerimiento de operación en específico. Para este caso de estudio en particular se considera que el convertidor opera en modo CCM, por consiguiente la corriente mínima debe ser cero, es decir:

$$I_{min} = 0 = I_L - S_{D_{IL}}$$

$$0 = V_o \left[\frac{1}{R} - \frac{T}{2L} (1 - D_1) \right]$$

A partir de esta expresión se puede dimensionar cada uno de los componentes pasivos de la topología de potencia.

$$(Lf)_{min} = \frac{a(1 - D_1)R}{2} \quad (57-2)$$

$$R = \frac{2Lf}{a(1 - D_1)} \quad (58-2)$$

Como el convertidor Forward resulta del rediseño del convertidor reductor en que se incluye un elemento aislante como lo es el transformador de AF. El valor del capacitor se calcula bajo el mismo análisis del convertidor reductor MISO conforme la ecuación 59-2.

$$C = \frac{1 - D_1}{8L \left(\frac{\Delta V_o}{V_o} \right) f^2} \quad (59-2)$$

A diferencia del convertidor reductor este no presentará variaciones con respecto a la curva de IL, ya que siempre para que el convertidor funcione D_2 de ser menor a D_1 y se recomienda que $D_1 < \frac{3}{4}T$, de esta manera se asegura que L_m tenga suficiente tiempo para desmagnetizarse en cada periodo y no saturar el transformador.

2.1.3 Análisis de efectos no ideales en convertidores DC-DC MISO

Los elementos que conforman la topología de potencia de los convertidores no suelen ser ideales como se los consideró en la anterior sección, si no más bien acarrearán pérdidas afectando de manera considerable la transferencia de potencia por parte del convertidor. Normalmente las pérdidas están asociadas al entorno de trabajo al cual esté sometido (temperatura, humedad, etc.), materiales constitutivos del elemento y demás factores asociados a él.

Para el estudio de las pérdidas en los convertidores se consideran las pérdidas asociadas a la resistividad y caídas de tensión en cada uno de los elementos pasivos que forman el convertidor. Por otra parte también se consideran las pérdidas por conmutación ligadas directamente a la frecuencia de conmutación a la cual opera el dispositivo. No obstante también las pérdidas se pueden presentar debido al ambiente de operación, sin embargo este tipo de pérdidas no son consideradas debido a la dificultad de su cuantificación y por no ser muy significativas.

La transferencia de potencia del sistema de conversión DC-DC puede ser descrita conforme la expresión 60-2.

$$P_o = P_s - P_p \quad (60-2)$$

En donde:

P_o = Potencia de salida

P_s = Potencia de fuente

P_p = Potencia de pérdidas

Las potencias P_o y P_s pueden ser calculadas conforme la expresión 61-2.

$$P = V * I \quad (61-2)$$

Por su parte la potencias por conducción y conmutación puede ser calculadas mediante las ecuaciones 62-2 y 63-2.

$$P_{pc} = I^2 R \quad (62-2)$$

$$P_{p_{sw}} = V_{DS} I_{DS} t_{on} f_S \quad (63-2)$$

Bajo condiciones ideales la potencia suministrada es la misma que la entregada con lo que la eficiencia del sistema es unitaria. Sin embargo es casi improbable que la incidencia sea ideal, sino más bien la potencia entregada por el convertidor necesariamente obedece a la expresión 60-2, debido a la potencia que se pierde durante el proceso de conversión.

La relación entre la potencia recibida y la potencia entregada por el convertidor se la conoce como eficiencia, cuyo valor define la capacidad porcentual que tiene el dispositivo para transferir potencia. La eficiencia para los sistemas de conversión DC-DC puede ser descrita con forme la ecuación 64-2.

$$\eta\% = \frac{P_o}{P_s} = \frac{P_o}{P_o + P_p} \quad (64-2)$$

En esta sección se estudiará como inciden las pérdidas que acarrearán los distintos convertidores MISO considerados en este estudio, principalmente se enfocará en las pérdidas a causa de la resistividad asociada a los elementos pasivos y por corrientes de fuga que pueden presentar cada uno de los componentes que integran la topología.

2.1.3.1 Efectos no ideales en convertidor DC-DC MISO no aislados.

Para explicar el efecto de las pérdidas en convertidores DC-DC MISO no aislados se usará como ejemplo el convertidor reductor MISO mostrada en la figura 2-2. Este convertidor puede ser representado incluyendo las pérdidas en sus distintos componentes como se muestra en la figura 30-2; en donde R_{s1} , R_{s2} , R_{D1} , R_{D2} y R_L vienen siendo las resistencias de conmutadores, diodos y bobina respectivamente.

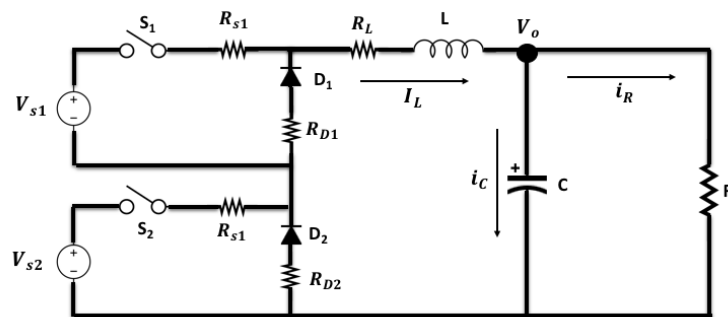


Figura 30-2: Convertidor reductor MISO no ideal.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Para la caracterización de este convertidor se utiliza el modo de conmutación representado en la figura 3-2 y la metodología para la caracterización empleada en el análisis del convertidor ideal.

La topología cuando los conmutadores están en conducción se muestra en la figura 4-2 de qué manera si se consideran las pérdidas y mediante LVK se puede establecer el voltaje de bobina.

$$V_L = V_{s1} + V_{s2} - (R_{s1} + R_{s2} + R_L)I_L - V_o = L \frac{di_L}{dt}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{s1} + V_{s2} - (R_{s1} + R_{s2} + R_l)I_L - V_o}{L}$$

Como la variación es creciente y mayor a cero como se observa en la figura 5-2, se puede establecer el valor de la variación de corriente de bobina con forme la ecuación 65-2.

$$\Delta i_L = \frac{di_L}{dt} \Delta t = \frac{V_{s1} + V_{s2} - (R_{s1} + R_{s2} + R_l)I_L - V_o}{L} D_2 T = (\Delta i_L)_\alpha \quad (65-2)$$

Cuando se interrumpe el suministro de la fuente VS2 el circuito se comporta cual se muestra en la figura 6-2 en donde el voltaje de la bobina obedece a:

$$V_L = V_{s1} - (R_{s1} + R_{D2} + R_l)I_L - V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (66-2)$$

A partir de 66-2 y considerando la figura 5-2 se define la variación de corriente de la bobina para este estado en 67-2.

$$\Delta i_L = \frac{di_L}{dt} \Delta t = \frac{V_{s1} - (R_{s1} + R_{D2} + R_l)I_L - V_o}{L} (D_1 - D_2) T = (\Delta i_L)_\beta \quad (67-2)$$

Cuando los dos conmutadores se encuentran suspendidos la topología adoptada por el convertidor puede observarse en la figura 7-2, conforme a LVK la tensión en la bobina obedece a 68-2.

$$V_L = -(R_{D1} + R_{D2} + R_l)I_L - V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (68-2)$$

A partir de 68-2 y considerando la figura 5-2 se define la variación de corriente de la bobina para el estado omega mediante la ecuación 69-2.

$$\Delta i_L = \frac{di_L}{dt} \Delta t = -\frac{(R_{D1} + R_{D2} + R_l)I_L + V_o}{L} (1 - D_1) T = (\Delta i_L)_\Omega \quad (69-2)$$

Como la corriente de la bobina es nula para cada periodo, se cumple la ecuación 70-2

$$(\Delta i_L)_\alpha + (\Delta i_L)_\beta + (\Delta i_L)_\Omega = 0 \quad (70-2)$$

Al Reemplazar las equivalencias descritas en 65-2, 67-2 y 69-2, tenemos:

$$\begin{aligned} & \frac{V_{s1} + V_{s2} - (R_{s1} + R_{s2} + R_l)I_L - V_o}{L} D_2 T + \frac{V_{s1} - (R_{s1} + R_{D2} + R_l)I_L - V_o}{L} (D_1 - D_2) T \\ & - \frac{(R_{D1} + R_{D2} + R_l)I_L + V_o}{L} (1 - D_1) T = 0 \end{aligned}$$

En donde:

$$I_L = \frac{V_o}{R}$$

A partir de esta expresión se puede obtener el voltaje de salida del convertidor reductor cuando se consideran las pérdidas.

$$V_o = \frac{D_1 V_{s1} + D_2 V_{s2}}{1 + \frac{R_L + R_{D2}(1 - D_2) + R_{D1}(1 - D_1) + R_{s1}D_1 + R_{s2}D_2}{R}} \quad (71-2)$$

Como se puede observar la expresión para el voltaje cuando el convertidor presenta pérdidas es mucho más compleja que cuando se la consideraba ideal. Razón por la cual no resulta para nada práctico explicar la metodología de análisis considerando un convertidor con pérdidas. Sin embargo, como se puede constatar la metodología expuesta para el análisis en modo ideal es la misma que cuando se consideran las pérdidas. Ahora bien, note que cuando los ciclos de trabajo D_1 y D_2 equivalen a la unidad en condiciones ideales el voltaje llega a ser la sumatoria de las fuentes, mientras que bajo condiciones reales existe una disipación de potencia durante el proceso de conversión, la misma que impide una total transferencia de energía por parte del sistema como se puede observar en el gráfico 1-2.

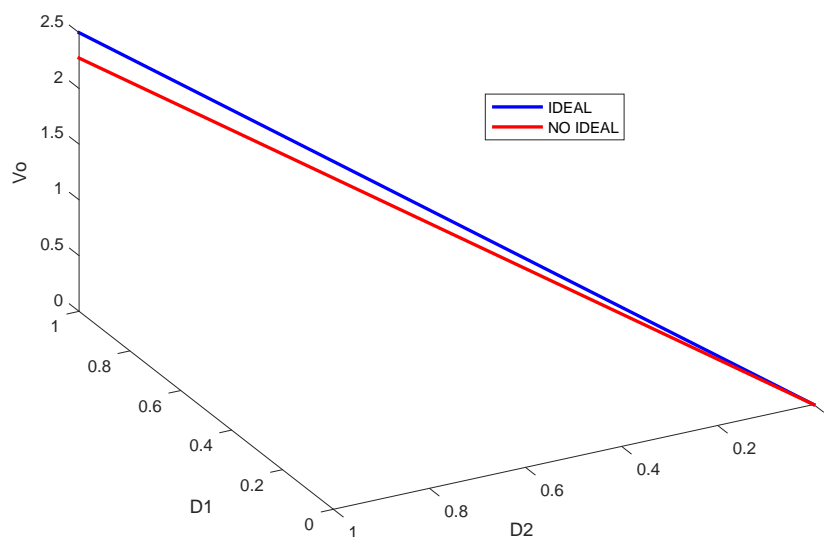


Gráfico 1-2: Efectos no ideales en el convertidor reductor MISO.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Conforme al gráfico 1-2 se evidencia que existe una relación directamente proporcional entre el ciclo de trabajo y las pérdidas del sistema, por consiguiente a bajos ciclos de trabajos las pérdidas son menores. Bajo este mismo criterio y considerando todo el espectro de las variables involucradas en el mismo, se puede evaluar la eficiencia del sistema; análisis que se lo lleva a cabo en el capítulo 3.

2.1.3.2 Efectos no ideales en convertidor DC-DC MISO aislados.

Para el análisis de efectos no ideales en este tipo de convertidores además de incluir pérdidas en los conmutadores y diodos se debe incluir pérdidas existentes en el transformador. En el transformador pueden existir pérdidas tanto en los bobinados como en el núcleo, por lo tanto es conveniente incluir un circuito equivalente capaz de representar fehacientemente las pérdidas en este dispositivo. Sin embargo, para este caso en particular se tomará en cuenta solamente las pérdidas que existen en el núcleo, bajo la consideración de que estas representan las mayores pérdidas en el transformador ya que involucran las pérdidas por ciclos de histéresis, corrientes parasitas y el entrehierro.

Para evaluar la incidencia de pérdidas en la familia de los convertidores MISO aislados se empleará la topología del convertidor MISO *Flyback* mostrado en la figura 18-2, en la misma que se ha considerado las pérdidas en sus componentes redefiniéndola como se muestra en la figura 31-2.

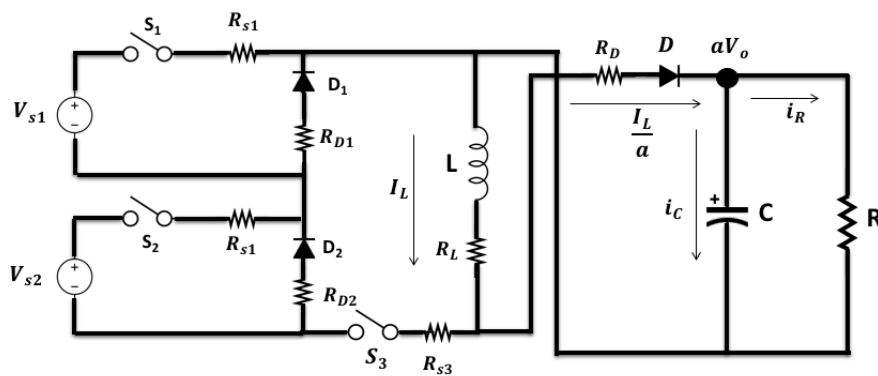


Figura 31-2: Convertidor *Flyback* MISO no ideal.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Considerando los modos de conmutación mostrados en la figura 17-2, se establecen tres estados durante cada periodo T. En el primer estado el convertidor recibe el suministro de ambas fuentes de energía ya que sus conmutadores están en conducción y gracias a la configuración de los diodos las fuentes se conectan en serie, con lo que el modelo adopta la topología mostrada en la figura 20-2 en donde al aplicar LVK se obtiene la tensión de bobina definida en 71-2.

$$V_L = V_{s1} + V_{s2} - (R_{s1} + R_{s2} + R_{s3} + R_L)I_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (71-2)$$

Como la corriente de bobina es un número positivo cuya pendiente varía linealmente con respecto al tiempo como se observa en la figura 21-2 se puede representar la variación de tensión de bobina durante este periodo conforme la ecuación 72-2.

$$\Delta i_L = \frac{di_L}{dt} \Delta t = \frac{V_{s1} + V_{s2} - (R_{s1} + R_{s2} + R_{s3} + R_l)I_L}{L} D_2 T = (\Delta i_L)_\alpha \quad (72-2)$$

Cuando los conmutadores S1 y S3 conducen polarizando de manera inversa el D2 el convertidor adopta la topología mostrada en la figura 22-2 en donde el voltaje de bobina es definido por la expresión 73-3.

$$V_L = V_{s1} - (R_{s1} + R_{D2} + R_{s3} + R_L)I_L = \frac{di_L}{dt} \quad (73-2)$$

A partir de la ecuación 73-3 y considerando la figura 22-2 se establece la variación de tensión en la bobina descrita en 74-2.

$$\Delta i_L = \frac{di_L}{dt} \Delta t = \frac{V_{s1} - (R_{s1} + R_{D2} + R_{s3} + R_l)I_L}{L} (D_1 - D_2)T = (\Delta i_L)_\beta \quad (74-2)$$

Cuando se corta el suministro de energía de Vs1 y Vs2 el circuito se comporta como se muestra en la figura 23-2 en donde el voltaje de bobina obedece a 75-2.

$$V_L = -\frac{(R_L + R_D)I_L}{a} - aV_o = \frac{di_L}{dt} \quad (75-2)$$

Como la corriente decrece linealmente se establece 76-2 para la variación de corriente de bobina durante este periodo.

$$\Delta i_L = \frac{di_L}{dt} \Delta t = -\frac{\frac{(R_L + R_D)I_L}{a} + aV_o}{L} (1 - D_1)T = (\Delta i_L)_\Omega \quad (76-2)$$

Conforme a la figura 21-2 se puede evidenciar que en cada periodo de tiempo la variación de corriente es nula cumpliéndose 77-2.

$$(\Delta i_L)_\alpha + (\Delta i_L)_\beta + (\Delta i_L)_\Omega = 0 \quad (77-2)$$

$$\begin{aligned} \frac{V_{s1} + V_{s2} - (R_{s1} + R_{s2} + R_{s3} + R_l)I_L}{L} D_2 T + \frac{V_{s1} - (R_{s1} + R_{D2} + R_{s3} + R_l)I_L}{L} (D_1 - D_2)T \\ - \frac{\frac{(R_L + R_D)I_L}{a} + aV_o}{L} (1 - D_1)T = 0 \end{aligned}$$

Tenga en cuenta que la corriente media en la resistencia de carga en el periodo $(1 - D_1)T$ es la corriente que está almacenada en la bobina es decir:

$$\begin{aligned} aI_L(1 - D_1) &= I_R \\ I_L &= \frac{V_o}{aR(1 - D_1)} \end{aligned} \quad (78-2)$$

Relacionando la ecuación 78-2 en 77-2 se halla la expresión del voltaje de salida para el convertidor *Flyback* con pérdidas cuya elaboración se observa en la gráfica 2-2.

$$V_o = \frac{D_1 V_{s1} + D_2 V_{s2}}{a(1 - D_1) + \frac{R_{D2}(D_1 - D_2) + D_2 R_{S2} + D_1 R_{S1} + R_L D_1 + R_{S3} D_1 + \frac{(1 - D_1)(R_L + R_{D3})}{a}}{R(1 - D_1)a}$$

Observe que en el gráfico 2-2 a diferencia de la caracterización ideal, el voltaje de salida cuando el ciclo de trabajo dominante tiende a la unidad no tiende a infinito sino más bien presenta un declive a consecuencia de las pérdidas de cada uno de sus elementos. Este tipo de comportamiento afecta al rendimiento del sistema lo que discutirá en detalle en el capítulo 3.

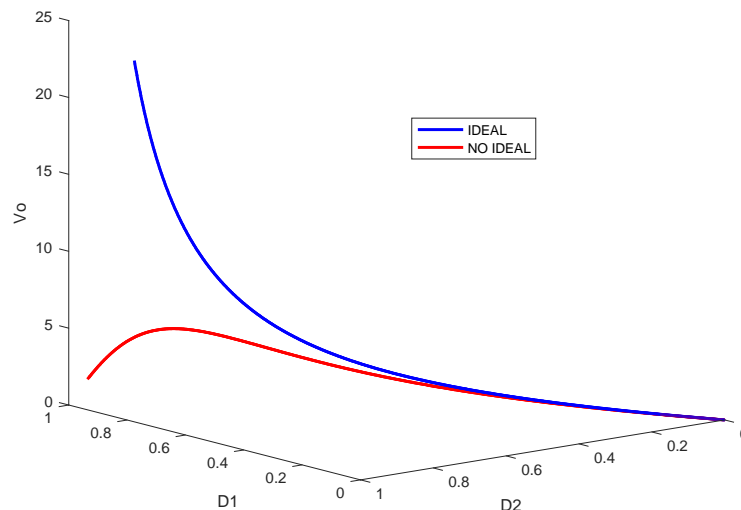


Gráfico 2-2: Efectos no ideales en el convertidor *Flyback* MISO.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

2.2 Modelado de los componentes del EPERH

El modelado matemático es una representación fehaciente de un fenómeno físico o real mediante ecuaciones matemáticas, las mismas que relacionan dos o más variables que en conjunto logran replicar el comportamiento de un sistema.

En esta sesión se realiza el modelado matemático de los distintos componentes que integran el EPERH. Además se validan cada uno de los modelos a través de la comparación entre el modelo matemático conceptual propuesto por el autor y la implementación de los modelos en los entornos de simulación mencionados en el capítulo I. Para esta sesión se recomienda la revisión de las sesiones 2.1 y 1.2 respectivamente.

2.2.1 Modelado de convertidores MISO

Para el modelado de convertidores DC-DC en sus diferentes arquitecturas tanto aislada como no aislada se trabaja con un representante de cada uno de ellos presentando y detallando la metodología de análisis para el modelado de la familia a la cual represente la muestra. Para esta sección se toma como representante de la arquitectura no aislada al convertidor reductor mientras que para la arquitectura aislada se trabaja con el convertidor *Flyback*.

2.2.1.1 Modelado del convertidor DC-DC reductor MISO

Nuestro caso de estudio se muestra en la figura 30-2 en donde se puede observar un convertidor reductor MISO que incluye pérdidas en sus distintos elementos. Los modos de conmutación para este convertidor se muestran en la figura 2-2, bajo esta condición el convertidor presenta tres estados alfa, beta y omega lo que dificulta un análisis directo único. No obstante una estrategia para el modelado es aplicar el principio de superposición basado en la aditividad y proporcionalidad del sistema, de manera que para cada estado del convertidor habrá dos ecuaciones dinámicas relacionadas al voltaje del capacitor y corriente de bobina las mismas que al ser relacionadas en conjunto permiten la representación matemática del convertidor.

Para el estado alfa la topología mostrada en la figura 20-2 adopta un circuito equivalente como el que se muestra en la figura 32-2. De donde a partir de LVK se obtiene el voltaje de la bobina definido como:

$$V_L = V_{s1} + V_{s2} - (R_{s1} + R_{s2} + R_L)I_L(t) - V_o(t)$$

Bajo este análisis la ecuación dinámica se establece como:

$$L \frac{di_{L\alpha}}{dt} = V_{s1} + V_{s2} - (R_{s1} + R_{s2} + R_L)I_L(t) - V_o(t) \quad (79-2)$$

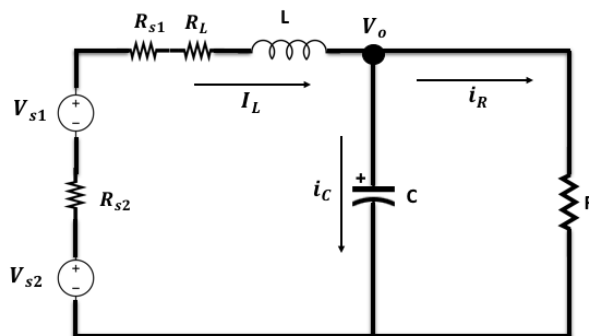


Figura 32-2: Convertidor reductor no ideal para alfa.

Realizado por: Soldado J, 2021.

Si se aplica LCK a la topología 32-2 se obtiene

$$I_C(t) = I_L(t) - I_r(t) \quad (80-2)$$

La representación diferencial de 80-2 obedece a 81-2.

$$C \frac{dV_{o\alpha}}{dt} = I_L(t) - \frac{V_o(t)}{R} \quad (81-2)$$

Para el estado beta el circuito adopta la topología mostrada en la figura 33-2.

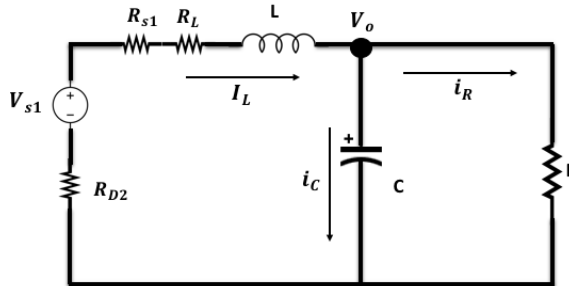


Figura 33-2: Convertidor reductor no ideal para beta.

Realizado por: Soldado J, 2021.

Observe que si se aplica LVK la dinámica con respecto a la variación de corriente es:

$$V_L = V_{s1} - (R_{s1} + R_{D2} + R_L)I_L(t) - V_o(t)$$

$$L \frac{di_{L\beta}}{dt} = V_{s1} - (R_{s1} + R_{D2} + R_L)I_L(t) - V_o(t) \quad (82-2)$$

Mientras tanto que la variación de voltaje para el capacitor obedece a la ecuación (80-2) por consiguiente la ecuación asociada a este estado corresponde a 83-3.

$$C \frac{dV_{o\beta}}{dt} = I_L(t) - \frac{V_o(t)}{R} \quad (83-2)$$

Para el tercer estado el circuito de la figura 20-2 se comporta conforme a la topología mostrada en la figura 34-2.

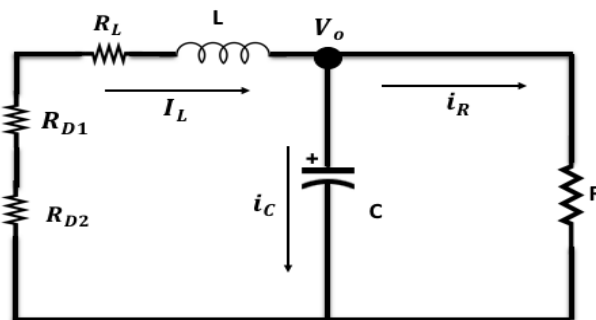


Figura 34-2: Convertidor reductor no ideal para omega.

Realizado por: Soldado J, 2021.

De manera que las ecuaciones dinámicas representativas para este estado corresponden a 84-2 y 85-2 respectivamente.

$$L \frac{di_{L\Omega}}{dt} = -(R_{D1} + R_{D2} + R_l)I_L(t) - V_o(t) \quad (84-2)$$

$$C \frac{dv_{o\Omega}}{dt} = I_L(t) - \frac{V_o(t)}{R} \quad (85-2)$$

Establecido las ecuaciones dinámicas para cada estado se procede a integrar cada una de ellas bajo el principio de superposición. Para ello considere que los múltiples estados del convertidor operan en distintos periodos de tiempo durante el periodo T y estas dependen del paso escalón habilitador $u_1(t + T)$ y $u_2(t + T)$ de manera que bajo el principio de proporcionalidad definido en la ecuación 86-2, se puede establecer que:

$$f(at) = af(t) \quad (86-2)$$

Para las ecuaciones (79-2) y (81-2) la proporción de tiempo se define como:

$$u_2(t)$$

Para las ecuaciones (82-2) y (83-2) la proporción de tiempo está definida como:

$$u_1(t) - u_2(t)$$

Para las ecuaciones (84-2) y (85-2) la proporción de tiempo es:

$$1 - u_1(t)$$

El valor 1 indica que la dinámica es independiente de los escalones de activación y están presente durante todo el periodo. Bajo el principio de aditividad expresada en la ecuación 87-2 de puede definir las ecuaciones de estado del sistema en función la ecuación 88-2.

$$f(x + y) = f(x) + f(y) \quad (87-2)$$

$$L \frac{di_L}{dt} = L \frac{di_{L\alpha}}{dt} + L \frac{di_{L\beta}}{dt} + L \frac{di_{L\Omega}}{dt} \quad (88-2)$$

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} = & [V_{s1} + V_{s2} - (R_{s1} + R_{s2} + R_l)I_L(t) - V_o]u_2(t) \\ & + [V_{s1} - (R_{s1} + R_{D2} + R_l)I_L(t) - V_o][u_1(t) - u_2(t)] \\ & + [-(R_{D1} + R_{D2} + R_l)I_L(t) - V_o][1 - u_1(t)] \end{aligned}$$

Para la dinámica del voltaje de salida se la obtiene conforme a la ecuación 87-2 por consiguiente esta resulta de la relación de las ecuaciones 81-2, 83-2, 85-2 cuya síntesis se expresa en 89-2.

$$C \frac{dV_o}{dt} = \left[I_L(t) - \frac{V_o(t)}{R} \right] u_2(t) + \left[I_L(t) - \frac{V_o(t)}{R} \right] [u_1(t) - u_2(t)] + \left[I_L(t) - \frac{V_o(t)}{R} \right] [1 - u_1(t)] \quad (89-2)$$

Las ecuaciones 88-2 y 89-2 pueden ser sintetizadas mediante la aplicación algebraica producto de la cual estas se reducen a 90-2 y 91-2.

$$L \frac{di_L}{dt} = u_1(t)[V_{s1} - R_{s1}I_L(t) + R_{D1}I_L(t)] + u_2(t)[V_{s2} - R_{s2}I_L(t) + R_{D2}I_L(t)] - I_L(t)[R_L + R_{D2} + R_{D1}] - V_o(t) \quad (90-2)$$

$$C \frac{dV_o}{dt} = I_L(t) - \frac{V_o(t)}{R} \quad (91-2)$$

Tenga en cuenta que las expresiones 90-2 y 91-3 corresponden a un sistema de ecuaciones de dos incógnitas que dependen de dos activadores. Una estrategia para su análisis es considerar el principio de superposición el cual establece un análisis en paralelo en donde se toma en cuenta una sola variable de dependencia para posteriormente convergerlas en una adición y obtener la representación del modelo.

Cuando solo se considera la dependencia de $u_1(t)$ la expresión 90-2 se reduce 92-2.

$$L \frac{di_L}{dt} = u_1(t)[V_{s1} - R_{s1}I_L(t) + R_{D1}I_L(t)] - I_L(t)[R_L + R_{D2} + R_{D1}] - V_o(t) \quad (92-2)$$

Mientras tanto que la ecuación 91-2 se expresa conforme la ecuación 93-2.

$$C \frac{dV_o}{dt} = I_L(t) - \frac{V_o(t)}{R} \quad (93-2)$$

Observe que la ecuación 93-2 es la misma que la ecuación 91-2 esto se debe a que la variable de estado en análisis es una variable independiente. Note que la ecuación 92-2 es una ecuación no lineal ya que el estado presente ya depende del estado futuro. Una técnica recursiva para abortar este tipo de sistemas es la de linealizar tomando un intervalo en donde el sistema no lineal se comporta como un sistema lineal; este intervalo tiene uno punto central llamado punto de equilibrio y se establece cuando la variación de la función es nula. Por consiguiente:

$$C \frac{dV_o}{dt} = 0 = I_L(t) - \frac{V_o(t)}{R}$$

A partir de la cual se obtiene 94-2 que representa el punto de equilibrio del sistema no lineal.

$$i_l = \frac{v_o}{R} \quad (94-2)$$

De manera que la expresión 94-2 corresponde al punto de equilibrio del sistema no lineal, reemplazando la expresión 94-2 en 92-2 se obtiene la expresión 95-2, la misma que obedece a un sistema lineal.

$$L \frac{di_L}{dt} = u_1(t)[V_{s1} - i_l(R_{s1} - R_{d1})] - I_L(t)[R_L + R_{D2} + R_{D1}] - V_o(t) \quad (95-2)$$

Con lo que la dinámica del sistema para la dependencia de $u_1(t)$ están dadas por 95-2 y 93-2 respectivamente. Mediante la aplicación de la transformada de Laplace a 95-2 y 93-3 se obtiene:

$$LsI_L(s) = u_1(s)[V_{s1} - i_l(R_{s1} - R_{d1})] - I_L(s)[R_L + R_{D2} + R_{D1}] - V_o(s) \quad (96-2)$$

$$CsV_o(s) = I_L(s) - \frac{V_o(s)}{R} \quad (97-2)$$

Considere que la expresión 96-2 puede ser expresada como:

$$(Ls + R_p)I_L(s) = u_1(s)[V_{s1} - i_l(R_{s1} - R_{d1})] - V_o(s) \quad (98-2)$$

En donde:

$$R_p = R_L + R_{D2} + R_{D1}$$

A partir de la ecuación 97-2 se obtiene

$$I_L(s) = \left(Cs + \frac{1}{R}\right)V_o \quad (99-2)$$

Reemplazando la expresión 99-2 en 98-2 se obtiene 100-2.

$$(Ls + R_p) \left(Cs + \frac{1}{R}\right)V_o = u_1(s)[V_{s1} - i_l(R_{s1} - R_{d1})] - V_o(s) \quad (100-2)$$

A partir de la expresión 100-2 se puede obtener la función de transferencia del sistema expresado en la ecuación 101-2.

$$\frac{V_o(s)}{u_1(s)} = \frac{V_{s1} - i_l(R_{s1} - R_{d1})}{LCs^2 + \left(\frac{L}{R} + CR_p\right)s + \left(1 + \frac{R_p}{R}\right)} \quad (101-2)$$

Bajo la misma metodología se obtiene la función de transferencia para la dependencia de $u_2(t)$, las expresiones dinámicas bajo esta dependencia se expresan como:

$$L \frac{di_L}{dt} = u_2(t)[V_{s2} - R_{s2}I_L(t) + R_{D2}I_L(t)] - I_L(t)[R_L + R_{D2} + R_{D1}] - V_o(t) \quad (102-2)$$

$$C \frac{dV_o}{dt} = I_L(t) - \frac{V_o(t)}{R} \quad (103-2)$$

Remplazando la ecuación 94-2 en 102-2, se obtiene:

$$L \frac{di_L}{dt} = u_2(t)[V_{s2} - i_L(R_{s2} - R_{D2})] - I_L(t)R_p - V_o(t) \quad (104-2)$$

Aplicando Laplace a 104-2 y 103-2 se obtiene:

$$LsI_L(s) = u_2(s)[V_{s2} - i_L(R_{s2} - R_{D2})] - I_L(s)R_p - V_o(s)$$

$$LsI_L(s) = u_2(s)[V_{s2} - i_L(R_{s2} - R_{D2})] - I_L(s)R_p - V_o(s) \quad (105-2)$$

$$CsV_o(s) = I_L(s) - \frac{V_o(s)}{R} \quad (106-2)$$

Note que tanto 105-2 como 106-2 corresponden a un sistema de ecuaciones algebraicas de dos incógnitas por consiguiente empleando el método de sustitución se obtiene la función de transferencia del sistema para cuando dependa de $u_2(t)$, cuya expresión se la define en 107-2.

$$\frac{V_o(s)}{u_1(s)} = \frac{V_{s2} - i_L(R_{s2} - R_{D2})}{LCs^2 + \left(\frac{L}{R} + CR_p\right)s + \left(1 + \frac{R_p}{R}\right)} \quad (107-2)$$

El comportamiento del sistema según el principio de superposición corresponde a la adición entre 101-2 y 107-2 obteniendo 108-2.

$$V_o(s) = \frac{V_{s1} - i_L(R_{s1} - R_{d1})}{LCs^2 + \left(\frac{L}{R} + CR_p\right)s + \left(1 + \frac{R_p}{R}\right)} u_1(s) + \frac{V_{s2} - i_L(R_{s2} - R_{D2})}{LCs^2 + \left(\frac{L}{R} + CR_p\right)s + \left(1 + \frac{R_p}{R}\right)} u_2(s) \quad (108-2)$$

La expresión 108-2 define el comportamiento del voltaje del caso de estudio. No obstante tenga en cuenta que representa una aproximación de la dinámica del sistema por lo cual puede diferir con respecto al modelo implementado en algún software de simulación.

La diferencia depende de la metodología de modelado matemático que proponga quien realice el estudio del caso por consiguiente se recomienda verificar que la diferencia no sea muy considerable.

Para evaluar y/o validar ese modelo se implementa el convertidor MISO reductor en el entorno de Simulink como el que se muestra en la figura 35-2. La dinámica del modelo implementado en el entorno de Simulink se presenta en el gráfico 3-2.

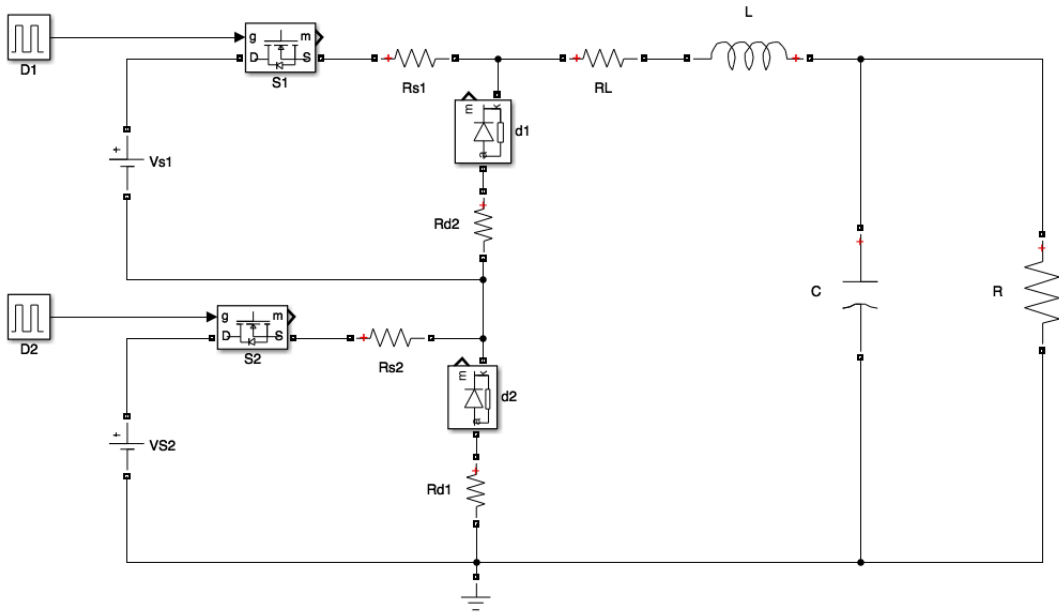


Figura 35-2: Convertidor reductor MISO no ideal en el entorno de Simulink.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

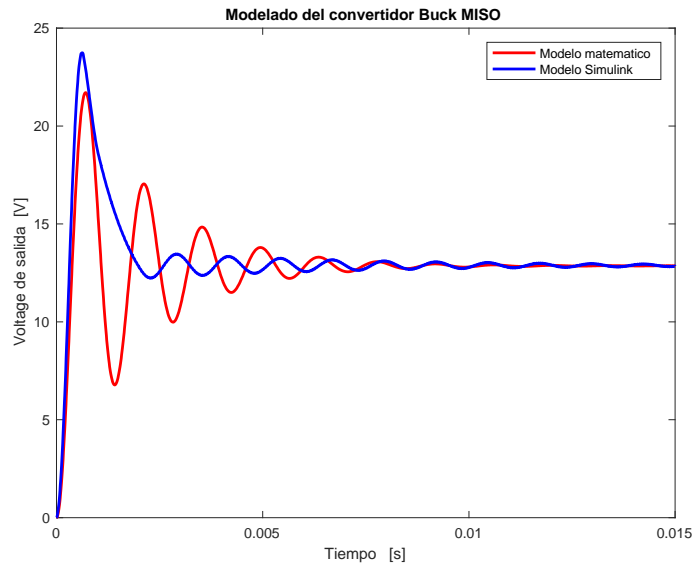


Gráfico 3-2: Relación modelo matemático y el modelo del software.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Como se puede observar en el gráfico 3-2 el modelo puede ser considerado como su equivalente aproximado ya que ambas respuestas convergen en su estado estacionario y comparten varios parámetros que definen a este tipo de sistema.

2.2.1.2 Modelado del convertidor DC-DC Flyback MISO

Para abordar el modelado de este convertidor se toma como caso de estudio el convertidor mostrado en la figura 31-2 en se observa a un convertidor *Flyback* no ideal con pérdidas en los distintos componentes. Los modos de conmutación para este análisis obedecen a la figura 17-2 dotando al convertidor de tres estados. La metodología para el modelado matemático del convertidor es la misma aplicada en el convertidor reductor por consiguiente cuando el convertidor está en el primer estado la topología mostrada en la figura 31-2 se comporta como se muestra en la figura 36-2 con una configuración en serie entre ambas suministradoras.

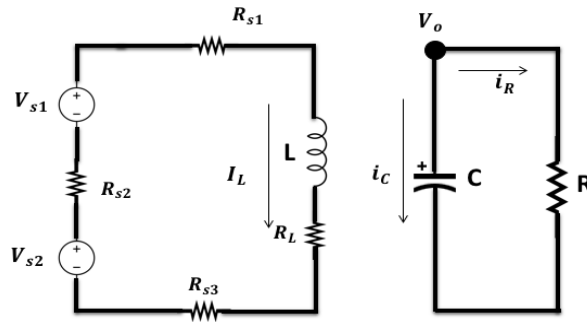


Figura 36-2: Convertidor *Flyback* no ideal para alfa.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Nuestro objetivo es establecer las ecuaciones dinámicas, para ellos se aplica LVK obteniendo:

$$V_{L\alpha} = V_{s1} + V_{s2} - (R_{s1} + R_{s2} + R_{s3} + R_L)I_L(t)$$

$$L \frac{di_{L\alpha}}{dt} = V_{s1} + V_{s2} - (R_{s1} + R_{s2} + R_{s3} + R_L)I_L(t) \quad (109-2)$$

La aplicación de LCK en la topología de la figura 36-2 permite obtener:

$$I_C(t) = I_R(t) \quad (110-2)$$

$$C \frac{dV_{O\alpha}}{dt} = -\frac{V_o(t)}{R} \quad (111-2)$$

Las ecuaciones 109-2 y 111-2 representan las ecuaciones de este estado del convertidor. Para el siguiente estado considere que el circuito inicial mostrado en la figura 31-2 adopta la topología mostrada en la figura 37-2.

Mediante LVK se obtiene:

$$V_{L\beta} = V_{s1} - (R_{s1} + R_{D2} + R_{s3} + R_L)I_L(t)$$

$$L \frac{di_{L\beta}}{dt} = V_{s1} - (R_{s1} + R_{D2} + R_{s3} + R_L)I_L(t) \quad (112-2)$$

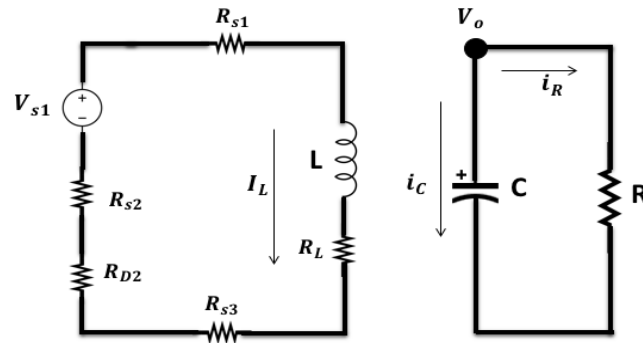


Figura 37-2: Convertidor *Flyback* no ideal para beta.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

La ecuación dinámica que representa la corriente del sistema para este estado corresponde a la ecuación 110-2 por consiguiente para este estado se denota como 113-2.

$$C \frac{dV_{o\beta}}{dt} = -\frac{V_o(t)}{R} \quad (113-2)$$

Para el tercer estado el convertidor mostrado en la figura 31-2 posee una representación equivalente como la que se muestra en la figura 38-2.

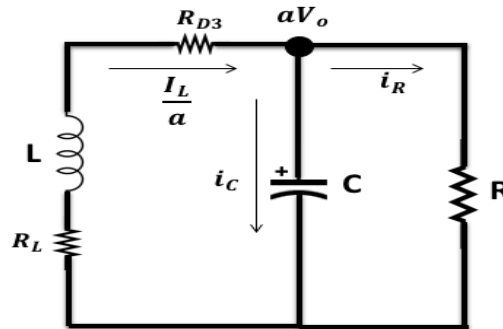


Figura 38-2: Convertidor *Flyback* no ideal para omega.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Mediante LVK se obtiene la ecuación para el tercer estado.

$$V_{L\Omega} = -\frac{(R_L + R_D)I_L}{a} - aV_o$$

$$L \frac{di_{L\Omega}}{dt} = -\frac{(R_L + R_D)I_L(t)}{a} - aV_o(t) \quad (114-2)$$

La ecuación dinámica por LCK se define como:

$$I_C(t) = \frac{I_L(t)}{a} - I_R(t)$$

$$C \frac{dV_{o\Omega}}{dt} = \frac{I_L(t)}{a} - \frac{V_o(t)}{R} \quad (115-2)$$

Tenga en cuenta que se han encontrado las ecuaciones de estado parciales y más no una ecuación total para el sistema. Sin embargo, a partir de las ecuaciones de estado 109-2, 112-2 y 114-2 aplicando el principio de aditividad definido en la ecuación 88-2 se obtiene la expresión 116-2.

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} = & [V_{s1} + V_{s2} - (R_{s1} + R_{s2} + R_{s3} + R_L)I_L(t)]u_2(t) \\ & + [V_{s1} - (R_{s1} + R_{D2} + R_{s3} + R_L)I_L(t)][u_1(t) - u_2(t)] \\ & + \left[-\frac{(R_L + R_D)I_L(t)}{a} - aV_o(t) \right] [1 - u_1(t)] \end{aligned} \quad (116-2)$$

Considerando las ecuaciones de estado 111-2, 113-2 y 115-2 se obtiene la ecuación 117-2.

$$\begin{aligned} C \frac{dV_o}{dt} = & \left[-\frac{V_o(t)}{R} \right] u_2(t) + \left[-\frac{V_o(t)}{R} \right] [u_1(t) - u_2(t)] \\ & + \left[\frac{I_L(t)}{a} - \frac{V_o(t)}{R} \right] [1 - u_1(t)] \end{aligned} \quad (117-2)$$

Las ecuaciones de estado 116-2 y 117-2 corresponden a las ecuaciones de estado total del sistema. No obstante estas pueden ser sintetizadas algebraicamente conforme las ecuaciones 118-2 y 119-2 respectivamente.

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} = & u_1(t) \left[V_{s1} - R_p I_L(t) - \frac{I_L(t)}{a} R_x + aV_o(t) \right] \\ & + u_2(t) [V_{s2} - (R_{s2} - R_{D2})I_L(t)] - \frac{I_L(t)}{a} R_x - aV_o(t) \end{aligned} \quad (118-2)$$

$$C \frac{dV_o}{dt} = \frac{I_L(t)}{a} - \frac{V_o(t)}{R} - u_1(t) \left[\frac{I_L(t)}{a} \right] \quad (119-2)$$

En donde:

$$R_x = R_L + R_{D3}$$

$$R_p = R_{s1} + R_{D2} + R_{s3} + R_L$$

Encontrado las ecuaciones de estado el modelo está casi completamente realizado. Desde este punto el lector puede libremente escoger algún método de análisis y control para estudiar el convertidor.

La propuesta del autor es tener una función de transferencia sobre el cual se pueda realizar los estudios y control; por consiguiente se hace hincapié de la metodología de análisis aplicado al convertidor reductor.

Bajo esta metodología de análisis las ecuaciones 118-2 y 119-2 en función de la dependencia de $u_1(t)$ puede ser descrita como:

$$L \frac{di_L}{dt} = u_1(t) \left[V_{s1} - R_p I_L(t) - \frac{I_L(t)}{a} R_x + aV_o(t) \right] - \frac{I_L(t)}{a} R_x - aV_o(t) \quad (120-2)$$

$$C \frac{dV_o}{dt} = \frac{I_L(t)}{a} - \frac{V_o(t)}{R} - u_1(t) \left[\frac{I_L(t)}{a} \right] \quad (121-2)$$

A partir de la ecuación 121-2 se obtiene el punto de equilibrio del sistema definido como:

$$\frac{i_L}{a} = \frac{v_o}{R(1-u)} \quad (122-2)$$

La ecuación 122-2 al ser sustituida en 120-2 aproxima la linealidad que presenta esta en un punto definido (punto de equilibrio) y se redefine conforme la expresión 123-3.

$$L \frac{di_L}{dt} = u_1(t) \left[V_{s1} - R_p i_L - \frac{i_L}{a} R_x + av_o \right] - \frac{I_L(t)}{a} R_x - aV_o(t) \quad (123-2)$$

De la misma manera la ecuación 122-2 sustituida en 121-2 describe la ecuación lineal aproximada definida en la ecuación 124-2.

$$C \frac{dV_o}{dt} = \frac{I_L(t)}{a} - \frac{V_o(t)}{R} - \frac{i_L}{a} u_1(t) \quad (124-2)$$

Las expresiones 123-2 y 124-2 pueden ser representadas en el dominio de la frecuencia mediante la aplicación de la transformada de Laplace, quedando definidas 125-2 y 126-2 respectivamente.

$$LsI_L(s) = u_1(s) \left[V_{s1} - R_p i_L - \frac{i_L}{a} R_x + av_o \right] - \frac{I_L(s)}{a} R_x - aV_o(s) \quad (125-2)$$

$$CsV_o(s) = \frac{I_L(s)}{a} - \frac{V_o(s)}{R} - \frac{i_L}{a} u_1(s) \quad (126-2)$$

Note que las ecuaciones 125-2 y 126-2 se han convertido en un sistema de ecuaciones algebraicas por consiguiente mediante el método de sustitución se puede obtener la expresión 127-2.

$$\frac{V_o(s)}{u_1(s)} = \frac{1}{a} \left[\frac{V_{s1} - i_L \left(R_p + \frac{R_x}{a} + R_x \right) + av_o - ai_L Ls}{LCs^2 + \left(\frac{L}{R} + \frac{R_x C}{a} \right) s + \left(1 + \frac{R_x}{aR} \right)} \right] \quad (127-2)$$

Análogamente las ecuaciones de estado del sistema 118-2 y 119-2 en función de la dependencia $u_2(t)$ pueden definirse como:

$$L \frac{di_L}{dt} = u_2(t) [V_{s2} - (R_{s2} - R_{D2}) I_L(t)] - \frac{I_L(t)}{a} R_x - aV_o(t) \quad (128-2)$$

$$C \frac{dV_o}{dt} = \frac{I_L(t)}{a} - \frac{V_o(t)}{R} \quad (129-2)$$

Como la ecuación 128-2 es no lineal sustituimos el punto de equilibrio descrito en la ecuación 122-2 obteniendo 130-2.

$$L \frac{di_L}{dt} = u_2(t)[V_{s2} - (R_{s2} - R_{D2})i_L] - \frac{I_L(t)}{a}R_x - aV_o(t) \quad (130-2)$$

Aplicando la transformada de Laplace en 130-2 y 129-2, se obtiene:

$$LsI_L(s) = u_2(s)[V_{s2} - (R_{s2} - R_{D2})i_L] - \frac{I_L(s)}{a}R_x - aV_o(s) \quad (131-2)$$

$$CsV_o(s) = \frac{I_L(s)}{a} - \frac{V_o(s)}{R} \quad (132-2)$$

Una de las bondades de la transformada de Laplace es llevar ecuaciones muy complejas en el dominio temporal a ecuaciones puramente algebraicas en el dominio de la frecuencia como se puede evidenciar en las ecuaciones 131-2 y 132-2.

Bajo esta consideración estas ecuaciones pueden ser desarrolladas mediante el método de sustitución para hallar 133-3.

$$\frac{V_o(s)}{u_2(s)} = \frac{1}{a} \left[\frac{V_{s2} - i_L(R_{s2} - R_{D2})}{LCs^2 + \left(\frac{L}{R} + \frac{R_x C}{a}\right)s + \left(1 + \frac{R_x}{aR}\right)} \right] \quad (133-2)$$

De manera que el voltaje de salida del convertidor en estudio bajo el principio de adición está definido conforme la ecuación 134-2.

$$V_o(s) = \frac{1}{a} \left[\frac{V_{s1} - i_L \left(R_p + \frac{R_x}{a} + R_x \right) + av_o - ai_L Ls}{LCs^2 + \left(\frac{L}{R} + \frac{R_x C}{a} \right) s + \left(1 + \frac{R_x}{aR} \right)} u_1(s) + \frac{V_{s2} - i_L (R_{s2} - R_{D2})}{LCs^2 + \left(\frac{L}{R} + \frac{R_x C}{a} \right) s + \left(1 + \frac{R_x}{aR} \right)} u_2(s) \right] \quad (134-2)$$

Considere que el modelo que representa 134-2 representa una expresión aproximada, razón por la cual se recomienda verificar y/o validar el modelo mediante la comparación de la respuesta del modelo matemático propuesto con la respuesta del sistema proporcionado por algún software de simulación.

Para este caso en particular se utiliza el simulador PSim en donde se implementa la topología que se muestra en la figura 39-2.

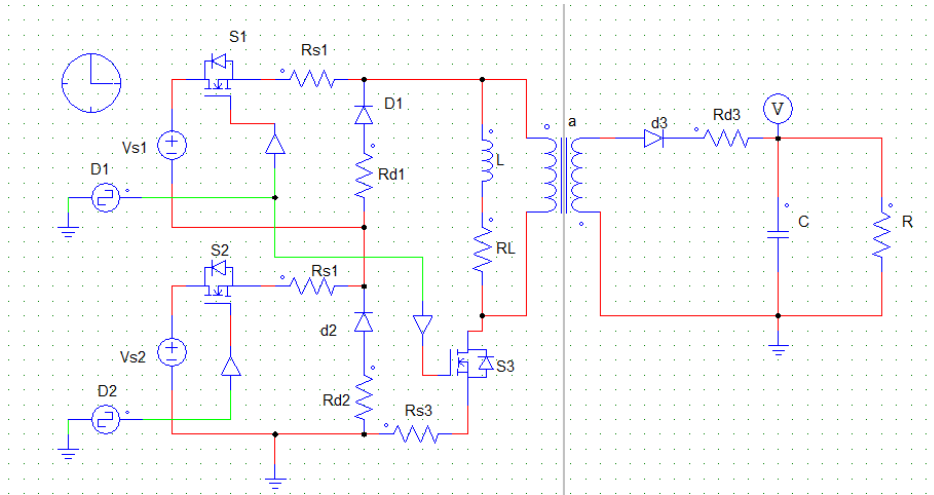


Figura 39-2: Convertidor *Flyback* MISO no ideal implementado en PSim.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

El análisis comparativo entre el modelo matemático propuesto por el autor y el modelo de PSim se puede observar en el gráfico 4-2, en la cual se puede apreciar que si bien es cierto, las respuestas no son exactamente iguales por cuestiones de la no linealidad del sistema. Sin embargo, el modelo propuesto por el autor representa fehacientemente el comportamiento del sistema durante el transitorio y exactamente igual cuando el sistema opera en régimen estable.

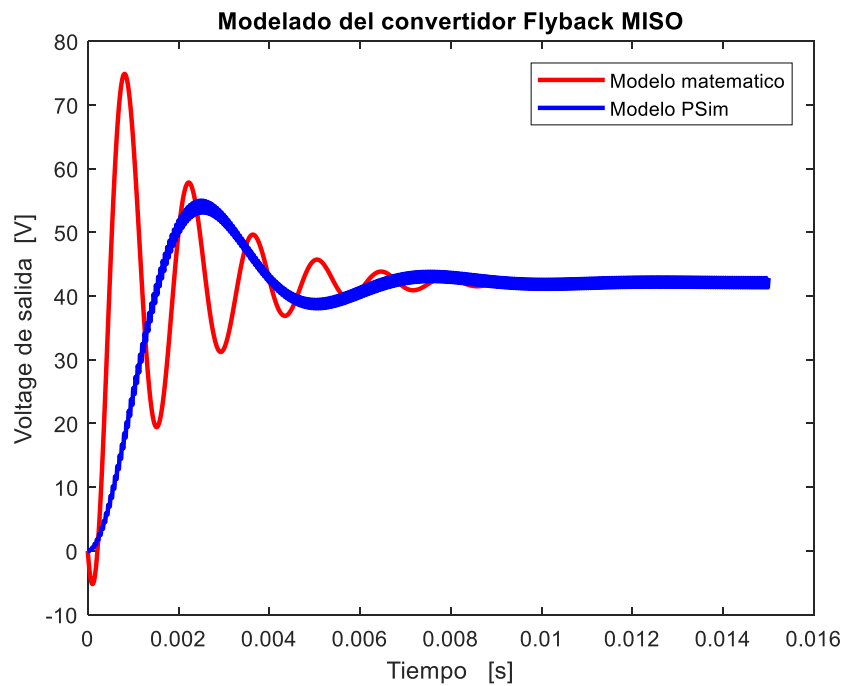


Gráfico 4-2: Relación modelo matemático y software (*Flyback*).

Realizado por: Soldado, J; 2021.

2.2.3 Modelado del sistema de generación fotovoltaica

El sistema de generación fotovoltaico propuesto en el presente documento como una de las fuentes de alimentación para evaluar el desempeño de los convertidores DC-DC MISO mostrada en la figura 40-2. Plantea una matriz fotovoltaica como ente productor de energía renovable controlada mediante un regulador MPPT de conductancia incremental. La inclusión de este regulador permite al sistema la capacidad de rastrear y obtener la potencia máxima para los valores de temperatura e irradiación dotados al sistema. No obstante, también el sistema integra un sistema de control de tipo selectivo cuya finalidad es la de evaluar los perfiles de entrada para corroborar si corresponden a los valores mínimos para la operación de la matriz fotovoltaica. Además, este sistema de seguridad mediante un algoritmo interno debe ser capaz de interactuar con los sistemas externos ligados al EPERH, así también debe ser capaz de aislar el sistema cuando este no tenga los perfiles necesario para la operación o mediante la interacción de una señal externa.

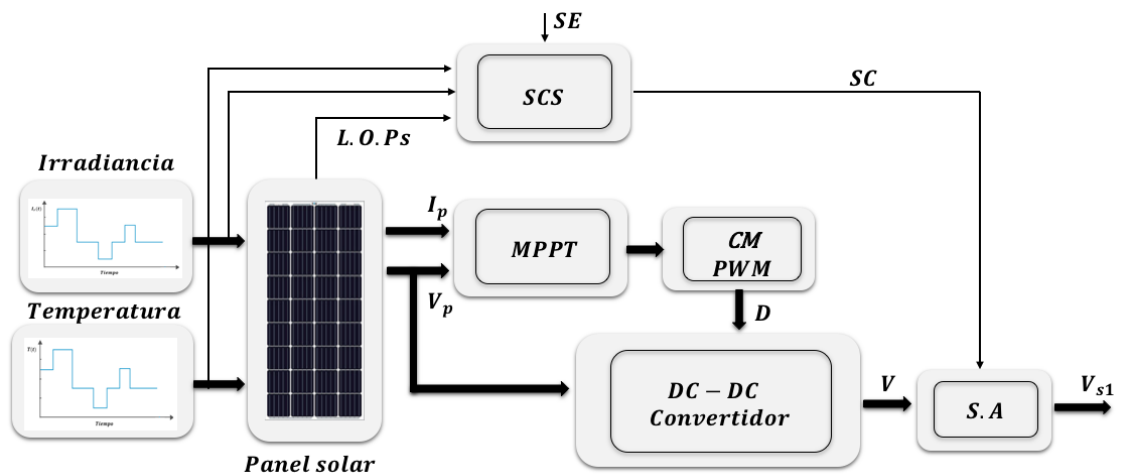


Figura 40-2: Propuesta de un sistema de generación fotovoltaica.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Para el modelado de la propuesta mostrada en la figura 40-2 se realiza una elección de una matriz fotovoltaica que suelen integrar los softwares de simulación descritos en el capítulos I. La bondad de los módulos prediseñados es que son capaces de interactuar bajo perfiles de entradas y proporcionar un voltaje de salida en relación a ellos. Sin embargo, esta forma de operación del panel solar no es para nada eficiente ya que la potencia generada es proporcional los a valores de entrada y por ende la energía generada no es optimizada. Una forma de optimizar la potencia que se genera en la matriz fotovoltaica es asociar a él un regulador de potencia de tipo MPPT.

La finalidad de MPPT es poder rastrear el punto máximo de potencia a fin de optimizar la energía producida por la matriz fotovoltaica, esto se consigue mediante la implementación de la electrónica de potencia y un algoritmo asociado a él. El punto de partida para la implementación del regulador MPPT es conocer las curvas características de la matriz fotovoltaica en condiciones STC (condiciones estándar o ideales) la misma que se puede observar en el gráfico 5-2.

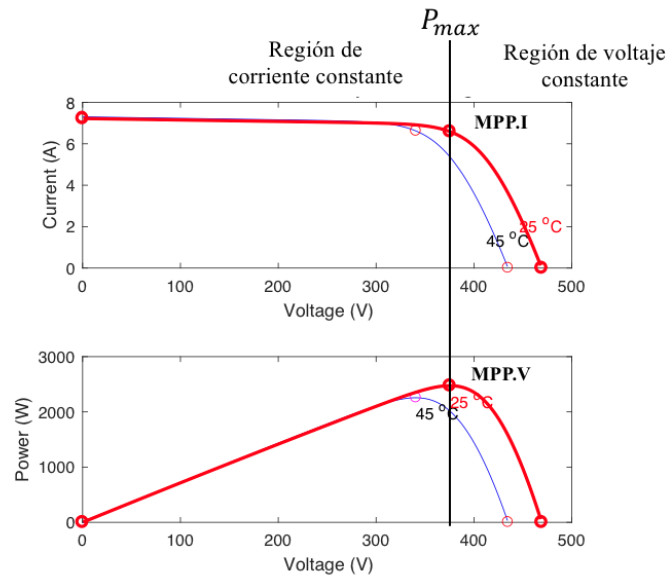


Gráfico 5-2: Curvas de potencia de una celda solar.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Con forme al gráfico 5-2 se define el punto de potencia máxima la cual está entre los límites de las regiones de corriente constante y voltaje constante. Una forma de alcanzar este punto es variando la potencia entregada a la carga, lo que implica modificar en esta los parámetros de voltaje y corriente mediante un convertidor DC-DC.

La potencia del sistema está definida como:

$$P = I * V \quad (135-2)$$

De manera que el punto máximo de potencia con forme se aprecia en la gráfica 5-2 se puede definir como:

$$\frac{dP}{dV} = I + V + \frac{dI}{dV} = 0 \quad (136-2)$$

Es decir que cuando la pendiente es cero, el MPP es:

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \quad (137-2)$$

La región de corriente constante conforme al gráfico 5-2 está representado por:

$$\frac{dI}{dV} < -\frac{I}{V} \quad (138-2)$$

De la misma manera la región de voltaje constante conforme al gráfico 5-2 se puede definir como:

$$\frac{dI}{dV} > -\frac{I}{V} \quad (139-2)$$

Durante el periodo de funcionamiento de la matriz fotovoltaica la variación de irradiación, temperatura y otros factores modifican las curvas de tensión, corriente y potencia por consiguiente es necesario estar continuamente calculando el punto máximo de potencia. Una solución para este inconveniente, es generar algoritmos que continuamente rastreen el punto de potencia máxima del sistema, dichos algoritmos pueden ser: El algoritmo de perturbación y observación, conductancia incremental o tensión a circuito abierto fraccional, por citar algunos.

La elaboración de los algoritmos MPPT puede variar según la propuesta de los autores debido a que estos deben ser diseñados conforme a los requerimientos y/o ajustado a la respuesta del sistema fotovoltaico. Los algoritmos MPPT pueden ser básicos, elaborados y muy elaborados, estos últimos basados en control inteligente y lógica difusa.

Para este caso particular se plantea un algoritmo de carácter medio capaz de comparar la conductancia incremental con la instantánea para tomar una decisión de incrementar o decrementar el ciclo de trabajo del convertidor asociado a él y entrar en estado estacionario cuando de alcance el MPP. Este algoritmo se centra en alcanzar el MPP en la curva que relaciona la potencia con el voltaje mediante la utilización de un convertidor elevador SISO para variar la potencia entregada a la carga conforme los perfiles de entrada. El principio de funcionamiento del algoritmo de conductancia incremental propuesto para este caso en particular se puede observar en la figura 41-2.

El algoritmo mostrado en la figura 41-2 puede ser implementado en el entorno de Simulink mediante una estructura modular como se muestra en la figura 42-2. Esta representación presenta un algoritmo de seguimientos de máxima potencia con una variación del ciclo de trabajo de 0.1 por cada ciclo de ejecución.

Definido el regulador de potencia el paso siguiente es dimensionar el convertidor DC-DC elevador. Este convertidor puede ser diseñado conforme a las expresiones propuestas en la tabla 1-1. Posteriormente se realiza la implementación virtual en un entorno de simulación, para este caso en particular se lo realiza dentro del entorno de Simulink cuya arquitectura puede observarse en la figura 43-2.

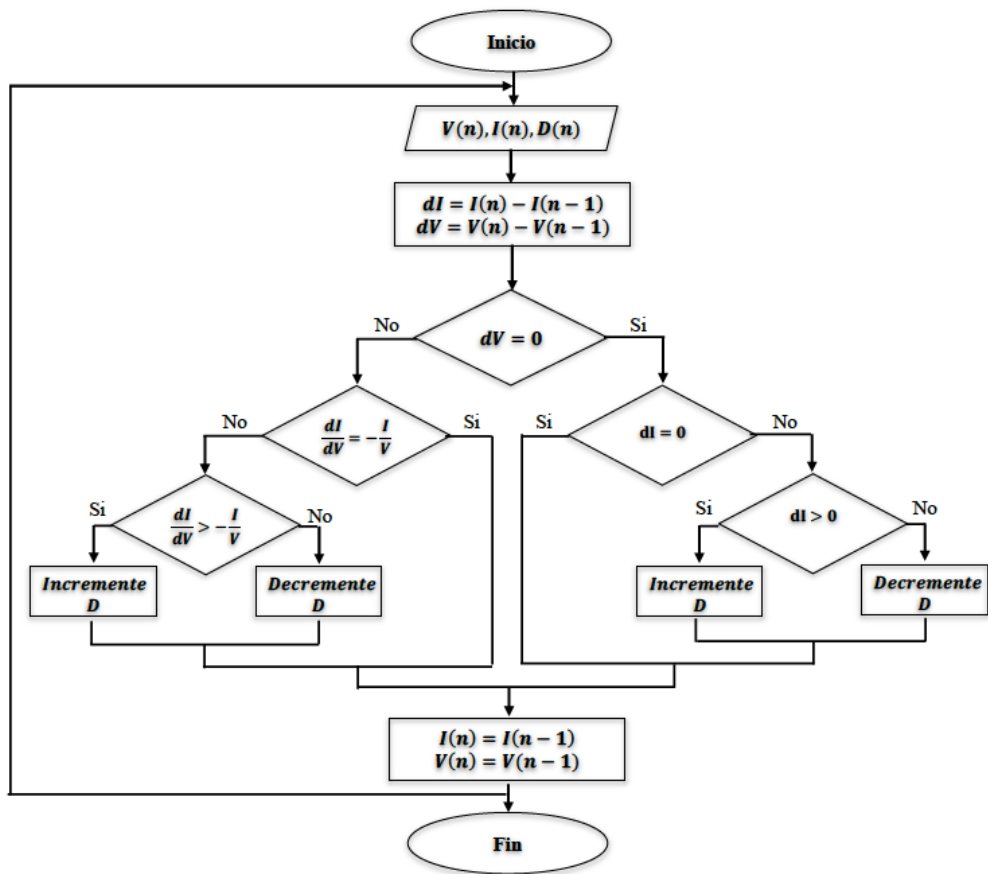


Figura 41-2: Algoritmo de conductancia incremental para el regulador MPPT.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

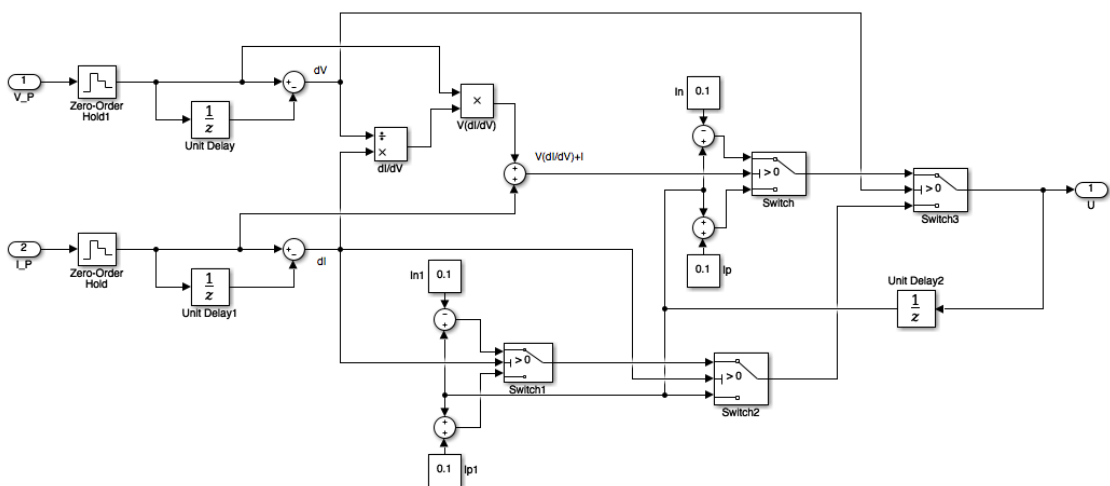


Figura 42-2: Implementación virtual del algoritmo de conductancia incremental.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

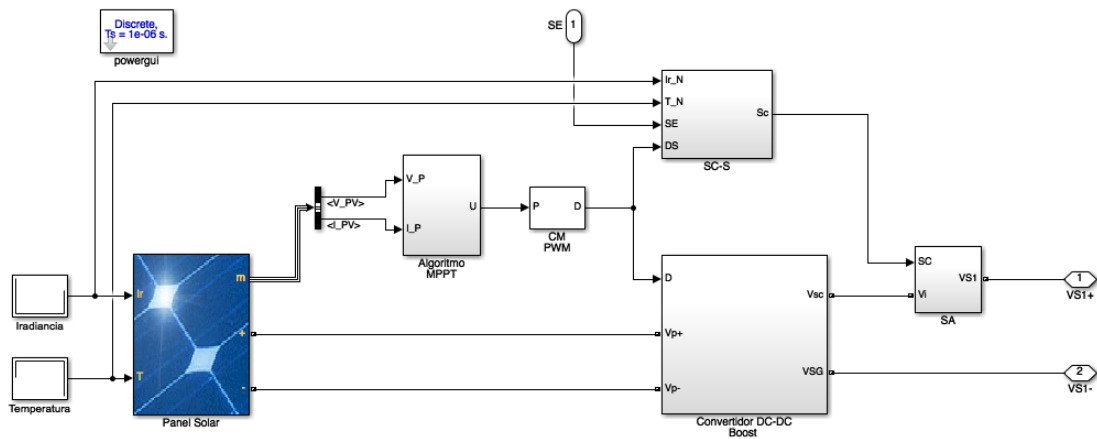


Figura 43-2: Implementación virtual de un sistema de generación fotovoltaica.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

2.2.4 Modelado del sistema de generación hidráulica

El principio de funcionamiento de un sistema hidráulico se puede observar en la figura 44-2, en donde se muestra que un flujo de agua circulante controlado por la apertura de la compuerta de la represa impacta contra las aspas de la turbina, transfiriendo la potencia mecánica hacia ella. Dicha turbina está ligada directamente con el generador eléctrico de tal manera que la potencia mecánica recibida por la turbina se transfiere hacia el rotor de la maquina eléctrica, la cual como respuesta a ello induce un voltaje en los terminales de salida.

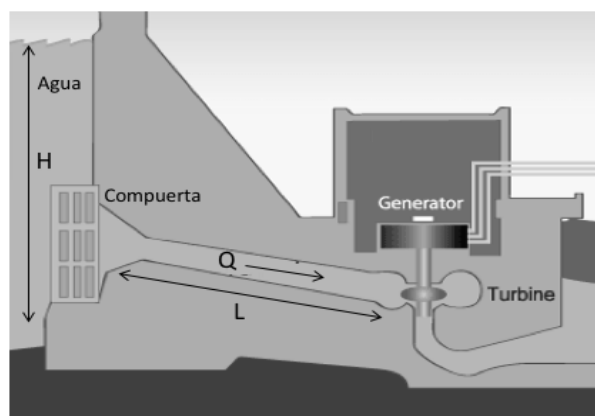


Figura 44-2: Infraestructura de un sistema hidráulico.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Conociendo los principios de funcionamiento del sistema de generación hidráulica, en el presente documento se realiza una propuesta de modelado para este tipo de sistema con la finalidad de que este sirva como fuente suministradora de energía para alimentar un convertidor DC-DC MISO. La propuesta del modelado se puede observar en la figura 45-2.

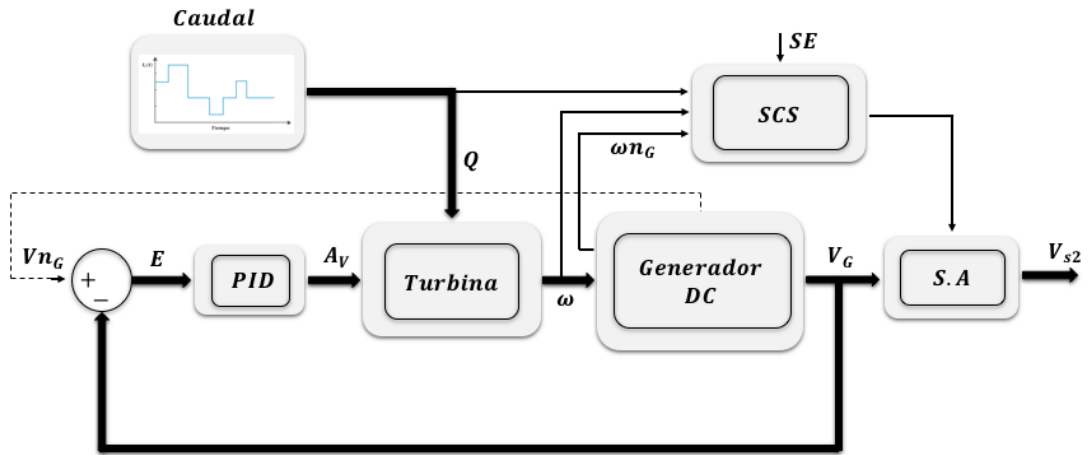


Figura 45-2: Propuesta de un sistema de generación hidráulico.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

El diseño propuesto en la figura 45-2 presenta un sistema de generación hidráulico en lazo cerrado basado en controladores clásicos. Este sistema de generación opera bajo un perfil de caudal, el cual ingresa a la turbina transfiriendo su potencia mecánica hacia él, este en cambio al estar ligado a eje del rotor transfiere la potencia recibida, producto del cual se excita a la maquina DC para que este suministre una diferencia de potencial en sus bornes de salida. Este sistema está controlado mediante un control PID el cual regula la potencia mecánica entregada al generador con respecto a la apertura de la compuerta de ingreso de caudal, por consiguiente se garantiza un voltaje constante a la salida del sistema. Además, este sistema está dotado de un sistema de control selectivo cuya finalidad es de controlar que el voltaje requerido no supere el voltaje nominal del generador y que los perfiles de caudal de ingreso sean los idóneos como para poner en marcha el sistema de generación. No obstante, el sistema de control selectivo actúa salvaguardando la integridad de todo el sistema en caso de no contar con los perfiles adecuados para su funcionamiento y/o bajo una señal externa; debido a que este es capaz de emitir una señal de aislamiento del sistema para evitar cualquier percance.

Para el modelado del sistema propuesto en la figura 45-2 se considera que: El líquido es incomprensible y turbulento, la válvula o compuerta de paso del caudal tiene un comportamiento lineal y la distancia entre la válvula o compuerta y la turbina es corta. Además el generador contiene ligado a él una caja de mecanismos que amplifica los RPM y las pérdidas son despreciables.

Bajo estas condiciones se realiza en primer lugar el modelado del generador DC para el cual se establece un circuito equivalente de la máquina DC como se observa en la figura 46-2.

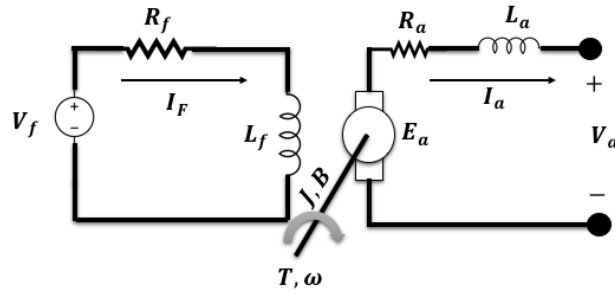


Figura 46-2: Circuito equivalente de un generador DC.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Mediante LVK aplicado en la región del estator del modelo del generador mostrado en la figura 46-2 se obtiene:

$$V_a = E_a + R_a I_a + L \frac{dI_a}{dt} \quad (140-2)$$

De la misma manera aplicando la segunda ley de Newton se obtiene:

$$T = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega \quad (141-2)$$

Considere que el potencial de armadura está definido como:

$$E_a = K_a \omega \quad (142-2)$$

Por su parte el torque mecánico se define como:

$$T = K_m I_a \quad (143-2)$$

Remplazando 142-2 en 140-2 se obtiene:

$$L \frac{dI_a}{dt} = V_a - R_a I_a - K_a \omega \quad (144-2)$$

A partir de 143-2 y 141-2 se obtiene:

$$J \frac{d\omega}{dt} = K_m I_a - B\omega \quad (145-2)$$

En donde 144-2 y 145-2 representan la dinámica del generador DC. Mediante la aplicación de la transformada de Laplace se obtiene dos ecuaciones puramente algebraicas y cuya resolución por sustitución permiten encontrar la función de transferencia del sistema descrito en 146-2.

$$\frac{V_a(s)}{\omega(s)} = \frac{K_m}{LJs^2 + (LB + RJ)s + (R_a B + K_a K_m)} \quad (146-2)$$

En donde L es el valor del inductor, J representa la inercia del rotor, B es el coeficiente de rozamiento, R_a es la resistencia de armadura y K_a, K_m son constantes de la máquina DC.

Una vez modelado el generador DC lo siguiente es modelar el sistema que permita transferir potencia mecánica al rotor del generador, para ello considere la figura 44-2. Para dotar de potencia al generador se necesita controlar el flujo de caudal que golpea la turbina, dicha regulación se logra mediante el control de la apertura de compuerta por la cual fluye el líquido. Conforme a esta consideración se establece un modelo en el que se relacione la potencia de la corriente del caudal con respecto a la apertura de la compuerta para ello se establece el siguiente análisis.

La expresión de que define el caudal se describe en 147-2.

$$Q = Gv \quad (147-2)$$

En donde:

Q = Caudal

G = Superficie de salida del líquido

v = Velocidad de la corriente

Considere que debido a la primera ley de la termodinámica la energía solo se transfiere, es decir, que la energía entre dos puntos será la misma cuya descripción corresponde a 148-2.

$$mgH = \frac{1}{2}mv^2 \quad (148-2)$$

A partir de 148-2 se obtiene el valor de la velocidad.

$$v = \sqrt{2gH} \quad (149-2)$$

De manera que la ecuación 149-2 se puede escribir como:

$$v = KG\sqrt{H} \quad (150-2)$$

Note que la ecuación 150-2 es una ecuación no lineal de manera que linealizando tenemos:

$$\Delta v = \frac{1}{2}\Delta H + \Delta G \quad (151-2)$$

Tenga en cuenta que la potencia del flujo está definido como:

$$P = gHn\rho Q \quad (152-2)$$

La ecuación 152-2 se la puede escribir como:

$$P = KHQ \quad (153-2)$$

Como la ecuación 153-2 es una ecuación no lineal por consiguiente su representación lineal se define como:

$$\Delta P = \Delta H + \Delta v \quad (154-2)$$

Relacionando las ecuaciones 154-2 en 151-2 se obtiene:

$$\Delta P = 1.5 \Delta H + \Delta G \quad (155-2)$$

Recuerde que la fuerza ejercida por un fluido está definido como:

$$F = \frac{d(mv)}{dt} = pA \quad (156-2)$$

Donde p es la presión y A es el área transversal del canal por donde circula el flujo de caudal, pero la presión puede ser relacionada mediante la ecuación de Bernoulli como:

$$\frac{p}{\rho} = \frac{v^2}{2} + gH \quad (157-2)$$

De manera que la ecuación 156-2 puede ser reescrita como:

$$\frac{d(mv)}{dt} = \rho gHA$$

Es decir que:

$$\rho LA \frac{d\Delta v}{dt} = \rho gHA \Delta H$$

De donde se obtiene la variación de velocidad descrita en 158-2.

$$\frac{L}{g} \frac{d\Delta v}{dt} = -\Delta H \quad (158-2)$$

Reemplazando la ecuación 158-2 en 155-2 y aplicando la transformada de Laplace se obtiene la relación entre la potencia del caudal con relación a la apertura de la compuerta

$$\frac{\Delta_P(s)}{\Delta_G(s)} = \frac{1 - \frac{L}{g}s}{1 + \frac{L}{2g}s} \quad (159-2)$$

De manera que el modelo matemático del sistema de generación hidráulica se puede escribir como:

$$\frac{V_a(s)}{\Delta_G(s)} = \frac{K_m}{LJs^2 + (LB + RJ)s + (R_aB + K_aK_m)} * \frac{1 - \frac{L}{g}s}{1 + \frac{L}{2g}s} \quad (160-2)$$

La ecuación 160-2 relaciona el voltaje de salida del generador con respecto a la apertura de la compuerta o válvula por donde circula el flujo de caudal que provee potencia mecánica al generador eléctrico.

La arquitectura propuesta en la figura 45-2 corresponde a un sistema en lazo cerrado. Para lograr dicho objetivo se añade una retroalimentación unitaria y se sintoniza el controlador, cuya finalidad será de perseguir un valor de referencia.

Para la sintonía del controlador existen diversos métodos los mismos que ayudan a encontrar los valores adecuados mediante tablas preestablecidas. Para este caso en particular la sintonía se lo realizó mediante el método de *Ziegler-Nichols* debido a que existe un sistema de fase no mínima dentro del modelo como tal, por consiguiente el sistema necesariamente bajo una ganancia específica entra en oscilación sostenida.

Una vez realizado el modelado matemático lo siguiente es implementar el modelo virtual dentro de un entorno de simulación para este caso se lo realizó en Matlab, dicha implementación se puede observar en la figura 47-2.

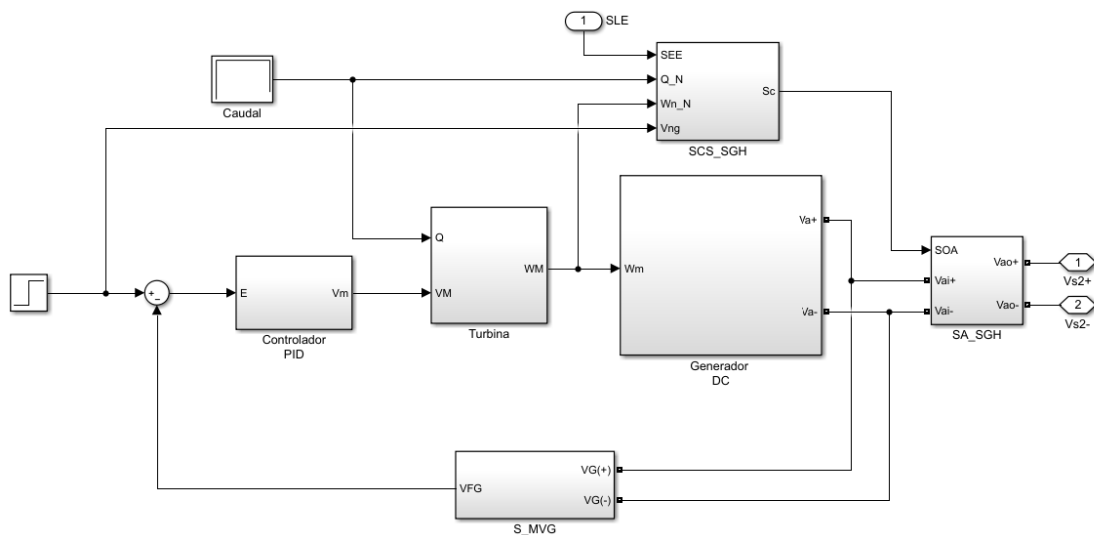


Figura 47-2: Implementación del sistema de generación hidráulico.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

2.3 Modelado y control en lazo cerrado del EPERH

En esta sección se presenta el modelado de un entorno de producción de energía renovable híbrida o EPERH, cuya finalidad es de dotar un escenario sobre el cual evaluar el desempeño de los convertidores de entrada múltiple y salida única en función de la capacidad de transferir potencia y la respuesta del sistema en lazo cerrado. Para este apartado se utiliza como insumo los modelos diseñados en la sección 2.2, a si también el fundamento teórico expuesto en el capítulo I del presente documento.

2.3.1 Arquitectura del EPERH

La arquitectura propuesta para el EPERH se puede observar en la figura 48-2. Esta propuesta comprende un sistema de control en lazo cerrado basado en controladores clásicos, cuya finalidad es la de fijar un voltaje nominal requerido y de garantizar que dicho valor permanezca constante ante cambios en los perfiles de entrada; siempre y cuando estos estén dentro de los límites de operación del convertidor y del sistema en general. Para la fiabilidad del proceso descrito anteriormente el EPERH cuenta con un sistema de control de seguridad encargado de enviar señales de control hacia las fuentes y sistema de aislamiento del EPERH, a fin de salvaguardar la integridad tanto de las fuentes suministradoras de energía como del propio convertidor. Las señales de control de seguridad de este sistema son procesadas a partir de los ciclos de trabajo del convertidor en cuya saturación debe apagar el sistema y aislar la carga.

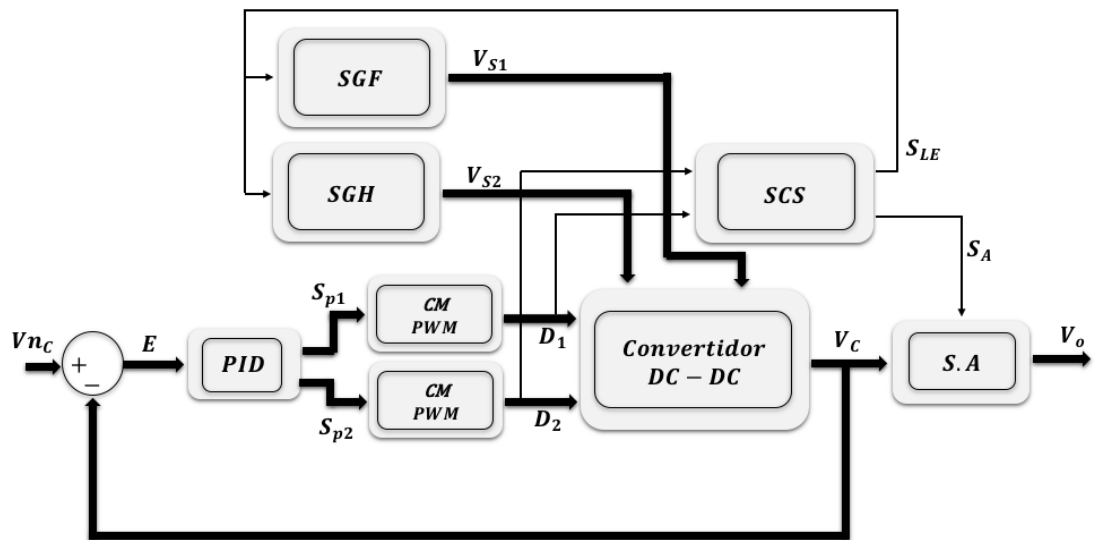


Figura 48-2: Propuesta del EPERH en lazo cerrado basado en controlares clásicos.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

2.3.2 Dimensionamiento de los componentes que integran el EPERH

Para establecer el caso de estudio en particular conviene dimensionar cada uno de los elementos que intervienen el EPERH, dicho direccionamiento se lo realiza con conforme a los requerimientos y/o condiciones de diseño. En esta sección se dimensiona a los convertidores DC-DC MISO en sus diferentes arquitecturas, al sistema de generación fotovoltaico y el sistema de generación hidráulica.

Para el dimensionamiento de los sistemas de conversión DC-DC. En primer lugar se considera un convertidor tipo reductor no aislado como representante de la familia de los convertidores de múltiple entrada y salida única. El dimensionamiento de este dispositivo se lo realiza con forme a la sección 2.1 del capítulo en curso. Así también se incluyen pérdidas en sus componentes que integran la topología. Las especificaciones de dimensionamiento para el convertidor se detallan en la tabla 1-2.

Tabla 1-2: Parámetros del convertidor reductor MISO

Parámetros	Valores	Unidad
Voltaje de salida	12-50	Volt
Voltaje de entrada	120 Max	Volt
Frecuencia Max	20	kHz
Inductor	150	uH
Capacitor	220	uF
Resistencia	10	Ω
Rl (bobina)	1	m Ω
Rd (diodo)	1	m Ω
Rs (conmutador)	1	m Ω

Elaborado por: Soldado, J; 2021.

Conforme lo establecido en la tabla 1-2 el voltaje nominal de entrada no debe superar los 110 voltios, dicho valor es considerado cuando las fuentes están en serie.

Para el estudio de convertidores MISO aislados se toma como representante de esta familia al convertidor *Flyback* cuyas especificaciones para el diseño se detallan en la tabla 2-2.

Para el dimensionamiento del sistema de generación fotovoltaica se usa un módulo de panel solar comercial SOLARIA SOLARIA 225 cuyo modelo está incluido en la librería de *Simscape* de Simulink. Las características se detallan en la tabla 3-2. Además, para el diseño del algoritmo y controlador MPPT se trabaja con una resolución de incremento o decremento del ciclo de trabajo de 0.01 como se observa en la figura 42-2. Así mismo se dimensiona el convertidor elevador que incluye la regulación MPPT en función de los parámetros descritos en la tabla 1-1. El dimensionamiento del convertidor *Boost* SISO se detalla en la tabla 4-2.

Tabla 2-2: Parámetros del convertidor *Flyback* MISO

Parámetros	Valores	Unidad
Voltaje de salida	12-125	Volt
Voltaje de entrada	110 Max	Volt
Frecuencia Max	25	kHz
Inductor (Lm)	150	uH
Capacitor	220	uF
Resistencia	10	Ω
Rl (bobina)	1	m Ω
Rd (diodo)	1	m Ω
RLm (transformador)	1	m Ω
Rs (conmutador)	1	m Ω
a (N ₁ /N ₂)	1	---

Elaborado por: Soldado, J; 2021.

Tabla 3-2: Parámetros del panel solar.

SOLARIA SOLARIA 225		
Parámetros	Valores	Unidad
Potencia	224.9176	W
Células por modulo	60	----
OCV	42.66	V
VMP	34.13	V
IMP	6.39	A
ISC	7.22	A
RsH	128.27	Ω
Rs	0.4994	Ω
Temperatura	12 - 45	°C
Irradiación	1 - 2.54	kW/m ²

Elaborado por: Soldado, J; 2021.

Tabla 4-2: Parámetros del convertidor elevador SISO.

Parámetros	Valores	Unidad
Voltaje de salida	25-150	Volt
Voltaje de entrada	80 Max	Volt
Inductor	10	mH
Capacitor	220	uF
Fs Max	25	kHz

Elaborado por: Soldado, J; 2021.

Para el dimensionamiento del sistema de generación hidráulica se utiliza un módulo de generador DC que está incluido en la librería de Simulink. Las especificaciones de este módulo se detallan en la tabla 5-2. Además bajo la consideración de que este sistema dispone de un controlador clásico PID. Los valores de las constantes PID se detallan en la tabla 6-2.

Tabla 5-2: Parámetros del generador DC.

Parámetros	Valor	Unidad
Potencia	5	HP
Voltaje nominal (DC)	240	V
Velocidad	1750	RPM
Voltaje de campo	24	V
Rf	1 – 50	Ω

Elaborado por: Soldado, J; 2021.

Tabla 6-2: Parámetros PID del SGH.

Parámetros	Valor
Proporcional K	0.589
Integral Ti	25.28
Derivativo Td	0.001

Elaborado por: Soldado, J; 2021.

2.3.3 Control en lazo cerrado del EPERH no aislado

Para obtener un EPERH en lazo cerrado como el que se muestra en la figura 48-2 se parte del control en lazo cerrado del convertidor reductor para posteriormente introducir al sistema controlado los dos sistemas de generación y obtener el EPERH en lazo cerrado. El control en lazo cerrado del convertidor reductor utiliza como base e insumo las sesiones 2.2 y 2.3.2 respectivamente.

Bajo esta consideración se analiza la ecuación 108-2 a través de la cual se diseña un controlador PI cuyos parámetros de sintonía se detallan en la tabla 7-2.

Tabla 7-2: Parámetros PID del EPERH NA.

Parámetros	Valor
Proporcional K	0.00456
Integral Ti	5.1989
Derivativo Td	0

Elaborado por: Soldado, J; 2021.

La respuesta del sistema en lazo cerrado para el convertidor reductor multipuerto conforme a los parámetros establecidos en la tabla 7-2 se puede observar en el gráfico 6-2.

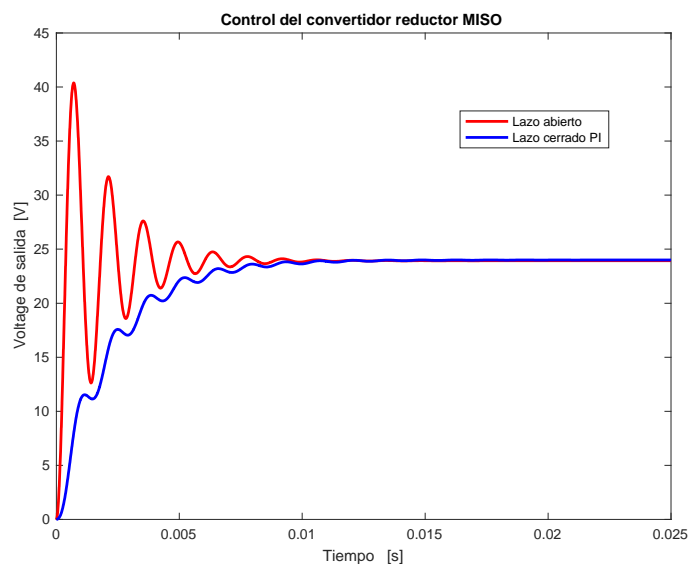


Gráfico 6-2: Curvas de respuesta del convertidor reductor MISO.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

Note que con un controlador PI se logra el seguimiento de referencia sin obtener sobre impulsos y un tiempo de asentamiento considerable.

Para este tipo de sistema hay que tener en cuenta que el gráfico 6-2 representa el control en lazo cerrado basado en controladores clásicos del modelo matemático del convertidor reductor MISO. Sin embargo, la implementación virtual en el entorno de Simulink puede diferir respecto a la curva de respuesta del modelo matemático. La comparación de estas dos respuestas se puede ver relacionando los gráficos 6-2 y 7-2 respectivamente.

La idea es obtener un EPERH en lazo cerrado como el que se muestra en la figura 48-2. Para ello se realiza la integración de las dos fuentes productoras de energía hacia el sistema controlado del convertidor reductor y un pequeño reajuste a los parámetros del controlador ligado al convertidor. Se recomienda no intentar re sintonizar el controlador, sino más bien realizar un ajuste conforme al método intuitivo de sintonía de controladores; esto debido a que los parámetros establecidos para la sintonía del controlador no van a ser los mismos cuando este sea acoplado al EPERH.

Bajo estas condiciones se realiza la implementación del EPERH en lazo cerrado basado en controladores clásicos cuya representación se muestra en la figura 49-2.

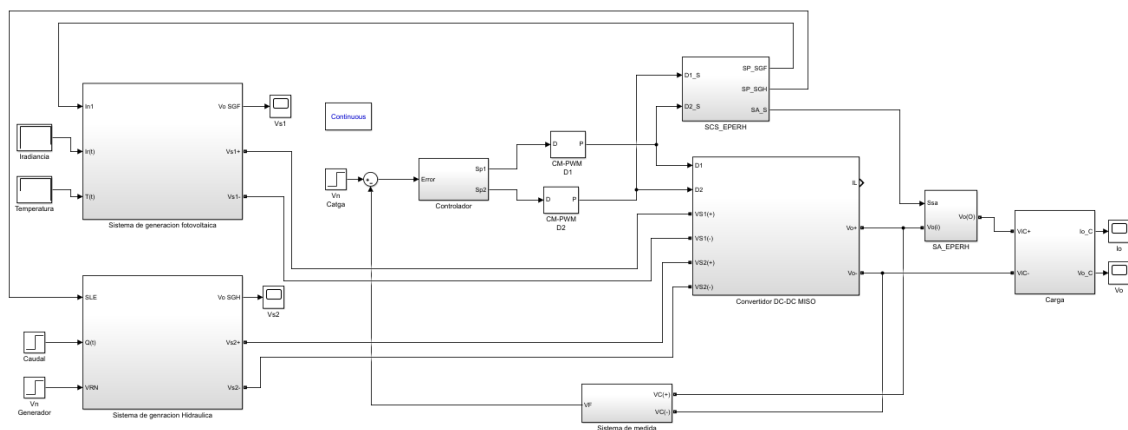


Figura 49-2: EPERH en lazo cerrado basado en un convertidor reductor MISO.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

A partir de la implementación de EPERH en el entorno de Simulink se evalúa la respuesta del sistema en lazo cerrado basado en controladores clásicos, dicha respuesta se puede observar en el gráfico 7-2. Note que las respuestas difieren durante el transitorio esto es debido a que cuando se sintonizo el controlador se obvio el transitorio de las fuentes, sin embargo ya en el entorno de producción de energía renovable híbrida este parámetro no se puede obviar ya que cada uno de los sistema de generación presentar transitorio o variaciones durante el proceso de funcionalidad.

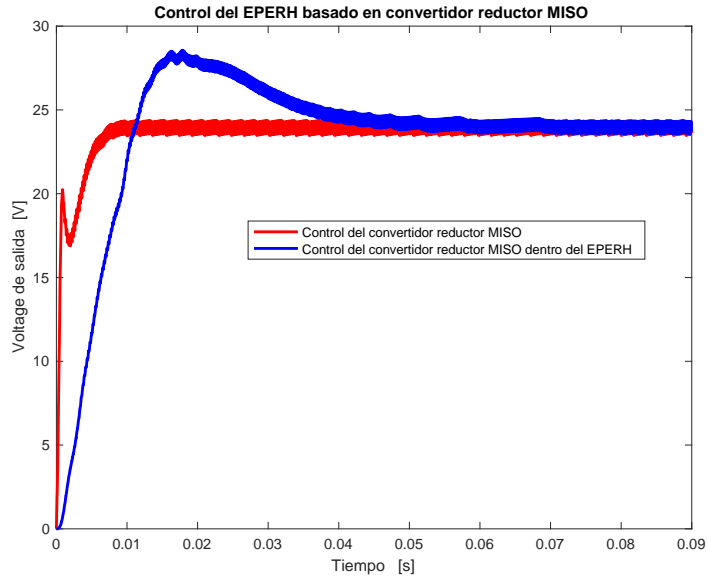


Gráfico 7-2: Curvas de respuesta del EPERH no aislado.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

2.3.4 Control en lazo cerrado del EPERH aislado

La estrategia de diseño del EPERH en lazo cerrado como el que se muestra en la figura 48-2 involucra partir en un principio del control en lazo cerrado del convertidor *Flyback* para posteriormente introducir al sistema controlado los dos sistemas de generación y obtener el EPERH en lazo cerrado.

Para el control en lazo cerrado del convertidor *Flyback* la metodología plantea evaluar la ecuación 134-2 con forme a la tabla 2-2, mediante la cual se obtiene la respuesta del sistema como se muestra en el gráfico 8-2. Conforme a esta respuesta del sistema se analiza la estrategia de control a implementar, para este caso en particular se opta por un regulador PI cuyos parámetros de PID se detallan en la tabla 8-2.

Tabla 8-2: Parámetros PID del EPERH Aislado.

Parámetros	Valor
Proporcional K	0.00125
Integral Ti	2.5989
Derivativo Td	0

Elaborado por: Soldado, J; 2021.

Bajo este preliminar se realiza la implementación virtual en el entorno de Simulink del convertidor *Flyback* en lazo cerrado bajo los parámetros PID de la tabla 8-2. La respuesta del sistema se observa en el gráfico 8-2.

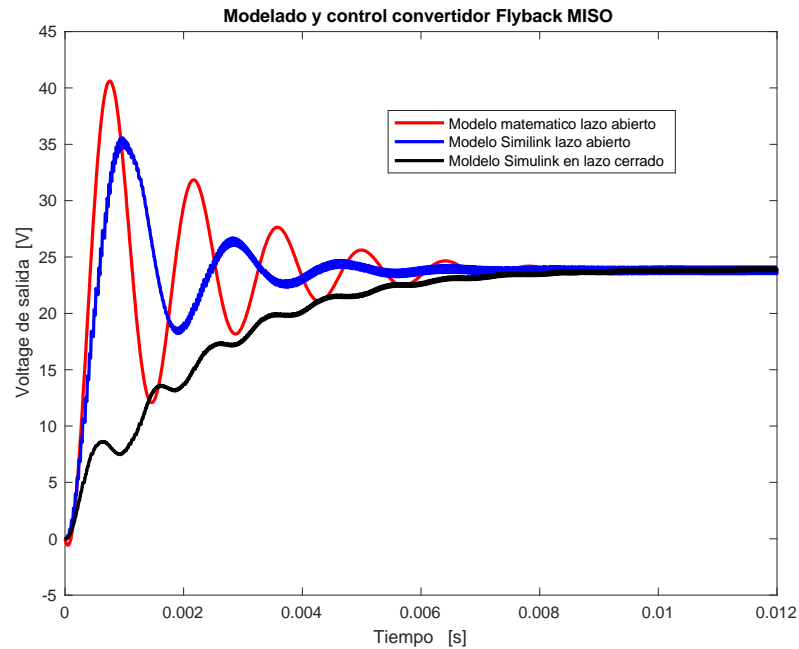


Gráfico 8-2: Curvas de respuesta del convertidor *Flyback* MISO.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

El objetivo de esta sesión es obtener un sistema de control en lazo cerrado del EPERH como el que se muestra en la figura 48-2. Para lograr dicho objetivo se integra cada una de los sistemas de generación al sistema en lazo cerrado del convertidor DC-DC MISO *Flyback*. No obstante no basta solo con la integración propuesta; sino más bien ay que considerar que al integrar todos los componentes del EPERH el sistema controlado del convertidor en estudio puede verse afectado. Para compensar esta adversidad una vez implementado el EPERH se realiza un pequeño reajuste en la sintonía de carácter intuitivo dentro del controlador con la finalidad de contrarrestar las perturbaciones que sufre el sistema como producto de la integración de más componentes sobre el sistema controlado base.

Implementado el EPERH dentro del software de simulación este escenario adopta la arquitectura mostrada en la figura 50-2. A partir de la implementación se evalúa la respuesta del sistema en lazo cerrado, dicha respuesta se puede observar en el gráfico 9-2.

Conforme lo establece el gráfico 9-2 se observa breve disimilitud entre la respuesta del sistema en lazo cerrado del convertidor *Flyback* y la respuesta EPERH en lazo cerrado. Esto está asociado a diversos como: variabilidad de voltaje de entrada, estado transitorio de los sistemas de

generación, cambios de referencia, etc. Sin embargo se puede constatar que EPERH goza de un sistema de control medianamente sensible y robusto.

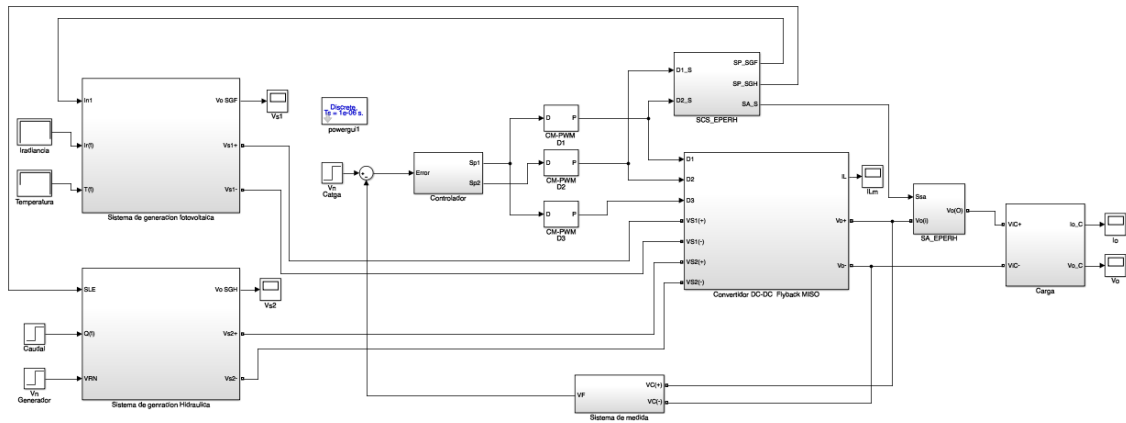


Figura 50-2: EPERH en lazo cerrado basado en un convertidor *Flyback*.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

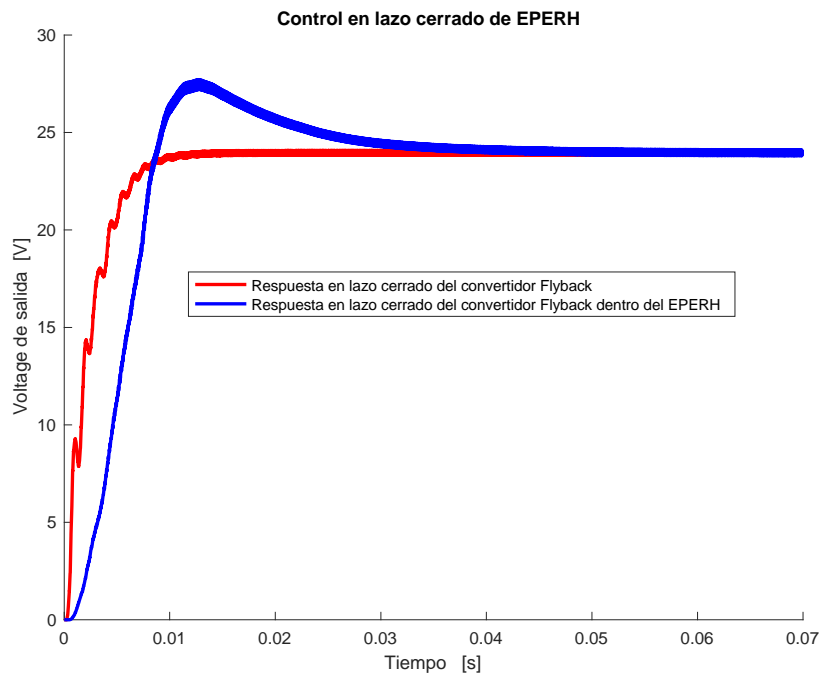


Gráfico 9-2: Respuesta del EPERH aislado.

Realizado por: Soldado, J; 2021.

CAPÍTULO III

3 ANÁLISIS Y DISCUSIÓN DE RESULTADOS

En el presente capítulo se evalúa los modelos propuestos y expuestos en el capítulo II y se pone a consideración los resultados obtenidos. La difusión de estos resultados comprende dos secciones: El primer apartado está orientado hacia el análisis de eficiencia de los convertidores DC-DC considerados en este estudio, cuyo objetivo es el de describir la eficiencia del sistema en función de las variables inmersas en él. La segunda sección del capítulo en curso comprende la evaluación del desempeño de los convertidores DC-DC MISO dentro del entorno de producción de energía renovable híbrida (EPERH), producto del cual se expone la respuesta y eficiencia del sistema en lazo cerrado.

3.1 Eficiencia de convertidores DC-DC MISO

En esta sección se presenta el comportamiento de la eficiencia de los convertidores DC-DC MISO en función de las variables como: Las pérdidas debido a la resistividad en los elementos pasivos y las fugas de corriente, conmutación, número de entradas del convertidor y los ciclos de trabajo. Además de estos parámetros generales también se consideran otras variables propias de cada caso de estudio.

3.1.1 Convertidores DC-DC MISO no aislados

Para la evaluación de la eficiencia en este tipo de convertidores se toma como representante al convertidor reductor. De este convertidor se conoce el modelo dinámico y su caracterización, mismos que están propuestos y expuestos en el capítulo II en las secciones 2.1.1.1 y 2.1.3.1 respectivamente.

Nuestro caso de estudio se puede observar en la figura 30-2, cuya expresión característica del voltaje de salida está definida conforme la ecuación 71-2. La ecuación que define la eficiencia de un sistema de conversión DC-DC está representada en la ecuación 61-2; de manera que conforme a las expresiones 62-2 y 63-2, se puede definir la eficiencia para el convertidor reductor.

$$\eta\% = \frac{P_o}{P_o + P_p} = \frac{\frac{V_o^2}{R}}{\frac{V_o^2}{R} + I_L^2 R_p} \quad (1-3)$$

En donde I_L representa la corriente media del inductor definida en 2-3 y R_p las pérdidas a causa de la resistividad de los elementos pasivos de la topología en análisis definida en 3-3.

$$I_L = \frac{V_o}{R} \quad (2-3)$$

$$R_p = R_L + R_{D2}(1 - D_2) + R_{D1}(1 - D_1) + R_{S1}D_1 + R_{S2}D_2 \quad (3-3)$$

Si se sustituye las ecuaciones 2-3 y 3-2 en 1-3, la expresión de la eficiencia porcentual se puede expresar con forme la ecuación 4-3.

$$\eta\% = \frac{1}{1 + \frac{R_p}{R}} = \frac{1}{1 + \frac{R_L + R_{D2}(1 - D_2) + R_{D1}(1 - D_1) + R_{S1}D_1 + R_{S2}D_2}{R}} \quad (4-3)$$

Observe que la expresión característica de eficiencia del convertidor reductor está ligada directamente a los valores intrínsecos de cada uno de los elementos constitutivos de la topología y los ciclos de trabajo de las fuentes suministradoras de potencia. La evaluación de esta expresión se puede observar en el gráfico 1-3.

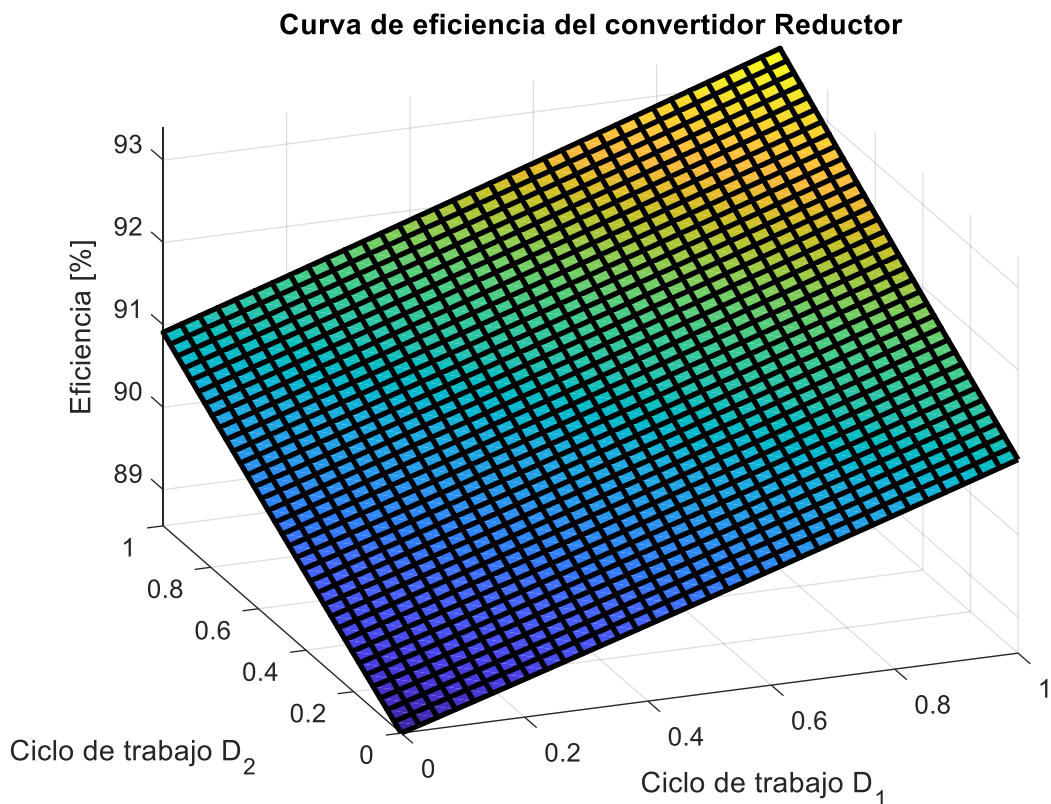


Gráfico 1-3: Curva de eficiencia del convertidor MISO reductor.

Realizado por: Soldado, J; 2022.

Note que la caída de la eficiencia es lineal e inversamente proporcional a los ciclos de trabajo. No obstante, también se establece una relación directamente proporcional entre la eficiencia del sistema y la carga asociado a él. Este comportamiento del sistema en principio está estrechamente relacionado con la naturaleza del convertidor, considerando que al reducir el voltaje de salida se está incrementando la corriente que circula hacia la carga. De manera que como la potencia disipada por un elemento es el cuadrado de la corriente por la resistividad del mismo, se justifica que a mayor intensidad circulante es mayor la disipación de potencia del elemento afectando significativamente el rendimiento del convertidor. Por lo tanto, se puede evidenciar que el rendimiento de este convertidor es mayor a altos ciclos de trabajo lo cual implica menor reducción de voltaje.

Otro factor que puede afectar al rendimiento del convertidor DC-DC MISO es la frecuencia de conmutación f_s . Para entender cómo afecta este parámetro al rendimiento del sistema, considere la ecuación 22-2 con D_1 igual D_2 representados como D (fines explicativos). Bajo esta consideración la relación frecuencia-ciclo de trabajo se establece conforme a la ecuación 5-3. La evaluación de esta expresión se observa en el gráfico 2-3.

$$f_s = \frac{R(1 - D)V_o}{2L(V_{S1} + V_{S2})D} \quad (5-3)$$

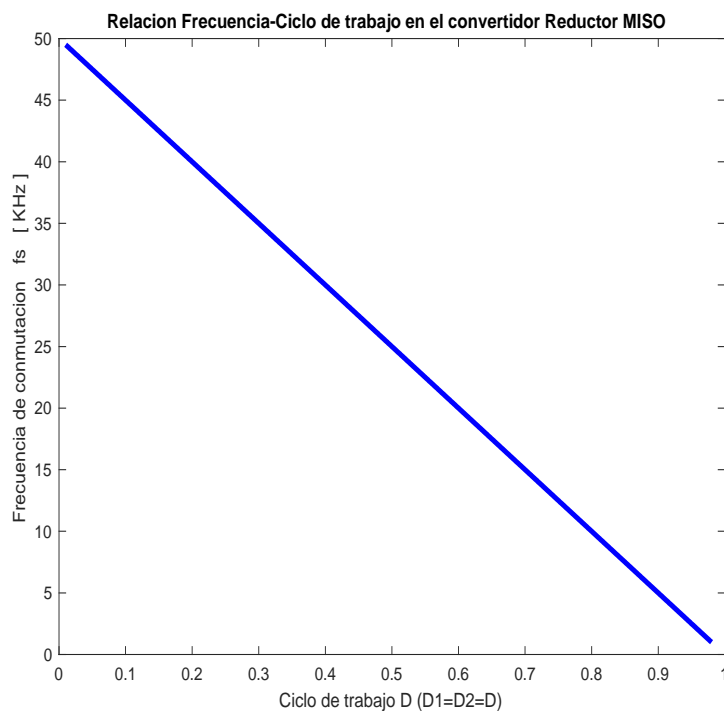


Gráfico 2-3: Relación D-fs del convertidor MISO reductor.

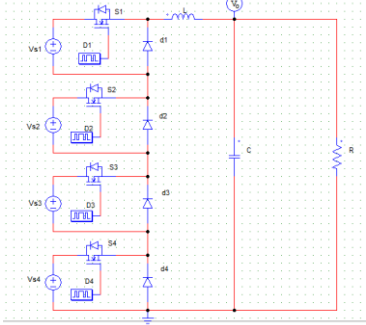
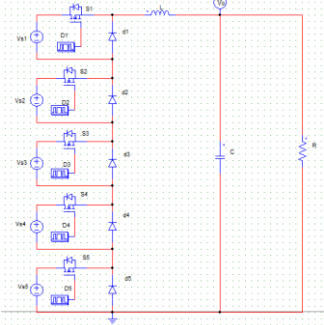
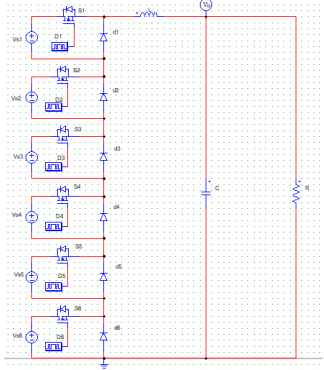
Realizado por: Soldado, J; 2022.

Como se puede evidenciar en el gráfico 2-3, la frecuencia de conmutación del convertidor está relacionado de manera lineal e inversamente proporcional al ciclo de trabajo. Si se establece una relación entre los gráficos 1-3 y 2-3 se observa como la frecuencia de conmutación afecta a la eficiencia del sistema, esto debido a que se establece una relación directamente proporcional entre estas dos variables. La frecuencia de conmutación también incide en las pérdidas por conmutación ya que estas varían linealmente de acuerdo a este parámetro.

Hasta el momento se ha trabajado con un convertidor MISO reducido al número mínimo de entradas con la finalidad de explicar y detallar el estudio de estos convertidores. No obstante, para el análisis del rendimiento de este tipo de convertidores es necesario considerar también como afecta el número de entradas a la eficiencia del sistema. Para evaluar este parámetro se formula un estudio en el que se añade más puertos a un convertidor reductor dimensionado con forme a la sección 2.1.1.1 dentro del entorno de Matlab/Simulink. El resultado de este estudio se detalla en la tabla 1-3.

Tabla 1-3: Eficiencia del convertidor reductor en función del número puertos.

Convertidor reductor MISO			
Numero de puertos	Topología	Ciclo de trabajos	Eficiencia %
2		$D_1 = D_2 = 0.5$	91.12
3		$D_1 = D_2 = D_3 = 0.5$	90.57

4		$D_1 = D_2 = D_3 = D_4 = 0.5$	89.28
5		$D_1 = D_2 = D_3 = D_4 = D_5 = 0.5$	87.92
6		$D_1 = D_2 = D_3 = D_4 = D_5 = D_6 = 0.5$	86.48

Realizado por: Soldado, J; 2022

De acuerdo a la tabla 1-3 la eficiencia del convertidor reductor DC-DC MISO decae a razón del número de entradas asociadas a él. Para estudiar el comportamiento general de la eficiencia con respecto al número de fuentes se formula un análisis matemático computacional en base a la interpolación y extrapolación lineal en donde en función de los datos de tabla 1-3 se obtiene la curva característica de la eficiencia del sistema de conversión con relación al número de puertos que integra este, descrita en 6-3 y cuya evaluación se observa en el gráfico 3-3.

Conforme al gráfico 3-3 se puede establecer que la reducción de la eficiencia que presenta este dispositivo cuando se añaden más entradas es de carácter lineal, cuyos valores pueden ser distintos para cada caso de estudio en particular; puesto que dependerán tanto del ciclo de trabajo asignado a cada entrada y a la frecuencia de conmutación. Sin embargo, siempre se mantendrá este comportamiento.

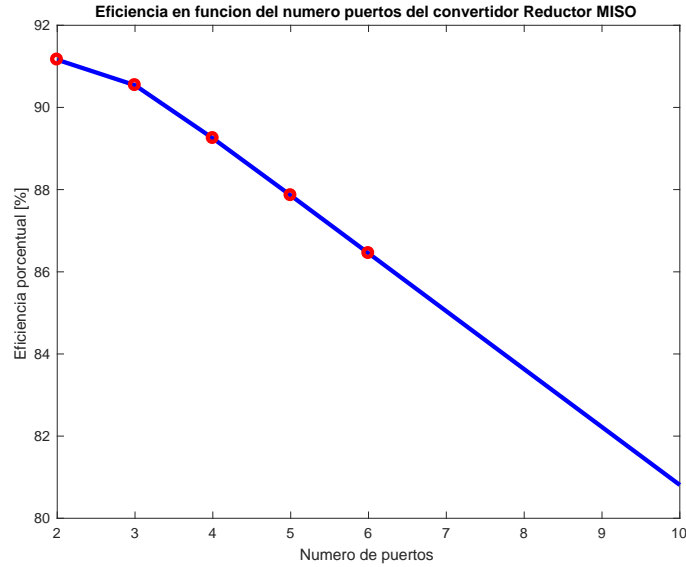


Gráfico 3-3: Eficiencia en función del número de puertos.

Realizado por: Soldado, J; 2022.

$$\eta\%_{(np)} = -1.3867np + 94.7 \quad (6-3)$$

3.1.2 Convertidores DC-DC MISO aislado

Para la evaluación de este tipo de convertidores se usa como muestra el convertidor *Flyback* mostrado en la figura 31-2. El estudio de este convertidor es muy análogo a la del convertidor reductor, con la consideración que para este convertidor se añade un parámetro adicional que incide en la eficiencia del sistema, dicho parámetro es la relación de transformación (a) existente entre los bornes del transformador.

La expresión que define la eficiencia de este tipo de sistema se encuentra definido mediante la ecuación 61-2, en relación a ella se puede expresar la eficiencia para el convertidor *Flyback* definida en 7-3.

$$\eta\% = \frac{\frac{V_o^2}{R}}{\frac{V_o^2}{R} + I_L^2 R_p} \quad (7-3)$$

En donde I_L es la corriente media definida en la ecuación 78-2 y R_p la resistividad por conducción definida en 8-3:

$$R_p = R_L D_1 + R_{D2}(D1 - D2) + R_{s2} D_2 + R_{s1} D_1 + R_{s3} D_1 + \frac{(1 - D_1)(R_L + R_{D3})}{a} \quad (8-3)$$

La evaluación de 7-3 se detalla en el gráfico 4-3, la cual representa el comportamiento de la eficiencia del sistema con una relación de transformación unitaria. Bajo este criterio de dimensionamiento el convertidor *Flyback* se comporta como un convertidor Elevador-Reductor aislado.

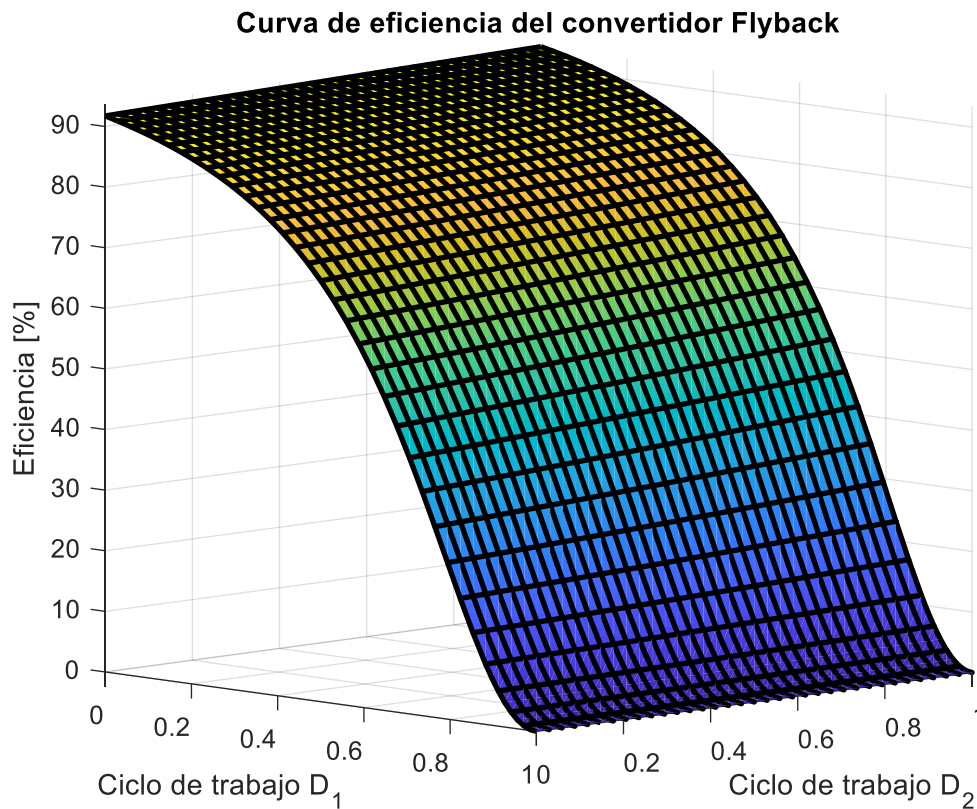


Gráfico 4-3: Curva de eficiencia del convertidor MISO *Flyback*.

Realizado por: Soldado, J; 2022.

Observe que la eficiencia decae exponencialmente a ciclos de trabajo elevados estableciendo una relación inversamente proporcional entre eficiencia y ciclos de trabajo asociados a él. Bajo esta configuración del convertidor *Flyback* resulta mucho más eficiente cuando trabaja como un convertidor reductor.

Otro factor que se debe tomar en cuenta para la evaluación de los convertidores de la familia aislada es la relación de transformación asociada a él. Esta relación tiene una incidencia directamente en la eficiencia del sistema como se muestra en el gráfico 5-3, en donde se evidencia que al reducir la relación de transformación decae drásticamente la eficiencia, mientras que cuando la relación de transformación supera la unidad la eficiencia del sistema mejora significativamente, logrando dotar al convertidor *Flyback* una alta eficiencia para valores elevados de ciclo de trabajo. Esto como consecuencia de que al superar la unidad en la relación de transformación existe un voltaje de salida inferior, al igual que la corriente media y de salida;

mientras que al establecer una relación de transformación inferior a la unidad el voltaje de salida se eleva significativamente, al igual que la corriente media y de salida del sistema.

Curvas de eficiencia del convertidor Flyback

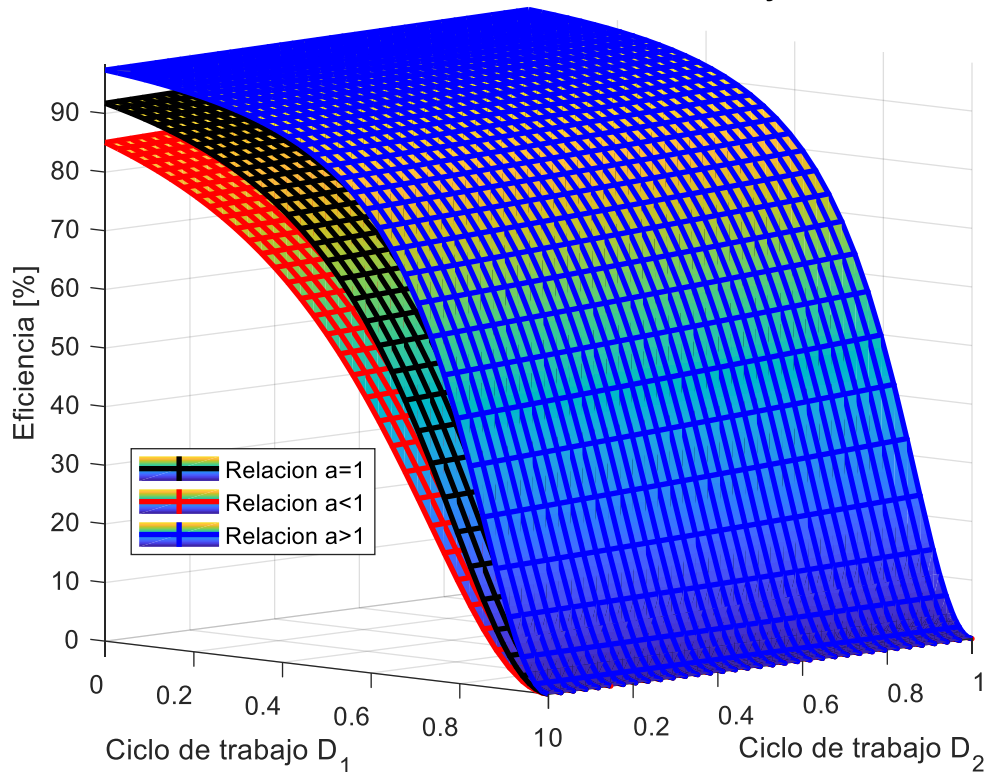


Gráfico 5-3: Eficiencia-relación de transformación del convertidor *Flyback* MISO.

Realizado por: Soldado, J; 2022.

La frecuencia de conmutación es otro parámetro fundamental para la evaluación de los convertidores, especialmente cuando se evalúa la eficiencia de estos; debido a que repercuten en las pérdidas por conmutación. Para entender como este parámetro afecta al sistema considere la ecuación 46-2 con D_1 igual a D_2 (explicación didáctica), mediante la cual se obtiene la expresión 9-3, cuya evaluación se muestra en el gráfico 6-3.

$$f_s = \frac{aR(V_{s1} + V_{s2})(1 - D)D}{2V_oL} \quad (9-3)$$

El gráfico 6-3 pone en manifiesto la relación que existe entre el ciclo de trabajo y la frecuencia de conmutación considerando que la relación de transformación es unitaria. Esta relación es inversamente proporcional a una razón cuadrática. De manera que si se desea tener un convertidor *Flyback* más eficiente se debe optar por frecuencias de conmutación considerables.

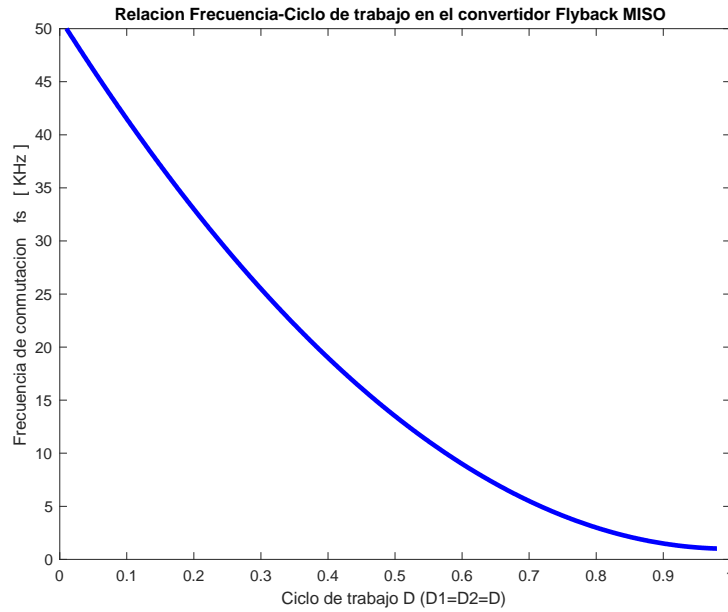


Gráfico 6-3: Ciclo de trabajo-frecuencia del convertidor *Flyback*.

Realizado por: Soldado, J; 2022.

La eficiencia de los convertidores DC-DC MISO también dependen del número de entradas que posea el convertidor. Para exponer la incidencia del número de puertos sobre la eficiencia del sistema se evalúa un convertidor *Flyback* dimensionado conforme la sección 2.1.2.1 y 2.1.3.2, con una relación de transformación unitaria y los ciclos de trabajo equilibrados. El detalle de este estudio se muestra en la tabla 2-3.

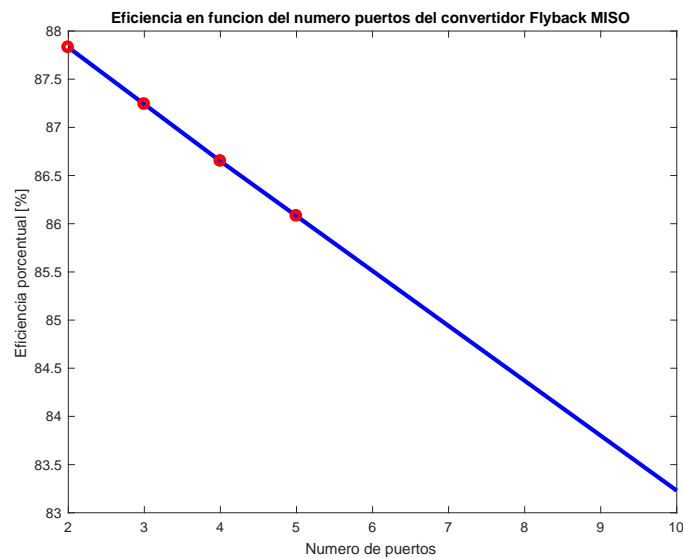
Tabla 2-3: Eficiencia del convertidor *Flyback* en función del número puertos

Convertidor Flyback MISO			
Numero de puertos	Topología	Ciclo de trabajos	Eficiencia %
2		$D_1 = D_2$ $= 0.5$	88.42

3		$D_1 = D_2$ $= D_3$ $= 0.5$	87.37
4		$D_1 = D_2$ $= D_3$ $= D_4$ $= 0.5$	86.53
5		$D_1 = D_2$ $= D_3$ $= D_4$ $= D_5$ $= 0.5$	86.31

Realizado por: Soldado, J; 2022

En la tabla 2-3 se puede observar como el número de puertos incide en la eficiencia del convertidor reduciéndola al aumentar las fuentes de entrada. Para estudiar el comportamiento del decaimiento de la eficiencia se formula un análisis matemático computacional basado en interpolaciones y extrapolaciones lineales que permiten obtener la curva característica de la eficiencia en función del número de puertos descrita en 10-3 partir de los datos de la tabla 2-3; cuya evaluación se puede observar en el gráfico 7-3.



Gráfica 8-3: Eficiencia en función del número de puertos.

Realizado por: Soldado, J; 2022.

$$\eta\%(np) = -0.5757np + 88.9814 \quad (10-3)$$

En este estudio en particular se observa como el número de entradas añadidas no afecta significativamente a la eficiencia del convertidor. Esto se debe a que los ciclos de trabajo están equilibrados al igual que la magnitud en cada una de las fuentes. Lo que se demostró con este estudio es que el número de puertos disminuye la eficiencia del sistema de manera lineal, la cantidad del caso de estudio en particular ya dependerá del ciclo de trabajo y la magnitud de la fuente que se integre a él.

3.2 Desempeño de sistemas de conversión DC-DC bajo un EPERH

En esta sección se evalúa el rendimiento de los sistemas de conversión DC-DC bajo un entorno de producción de energía renovable híbrida, diseñada, modelado y dimensionado en el capítulo II. La evaluación del rendimiento del sistema se realiza conforme a los requerimientos y perfiles nominales de carga que se establecen en la sección 3.2.1, con la finalidad de exponer la respuesta y eficiencia del sistema de conversión en lazo cerrado.

3.2.1 Perfiles y Requerimientos nominales para la evaluación del sistema

Para la evaluación de los modelos propuestos en la sección 2.3.3 y 2.3.4 respectivamente se establecen los siguientes parámetros:

- Para el sistema de generación fotovoltaico el cual entrega un voltaje V_{s1} al sistema de conversión DC-DC, los perfiles para la irradiación y temperatura que ingresan a este sistema se observan en los gráficos 8-3 y 9-3 respectivamente.

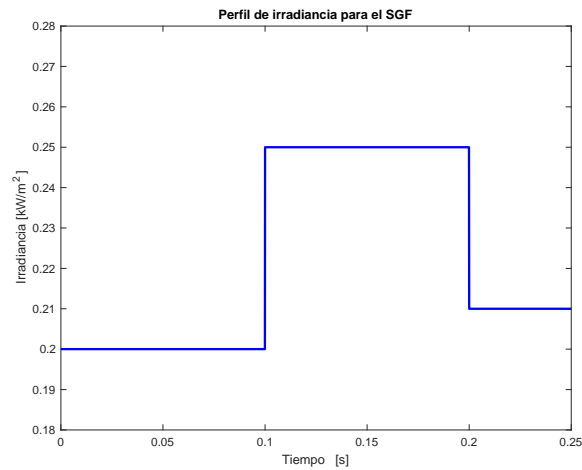
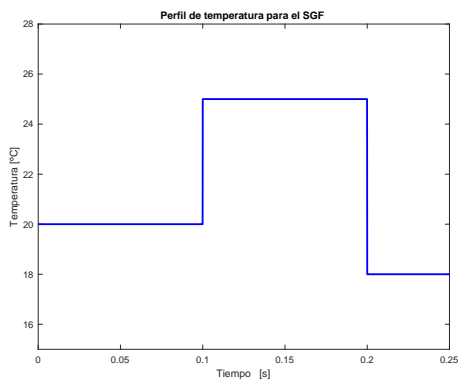
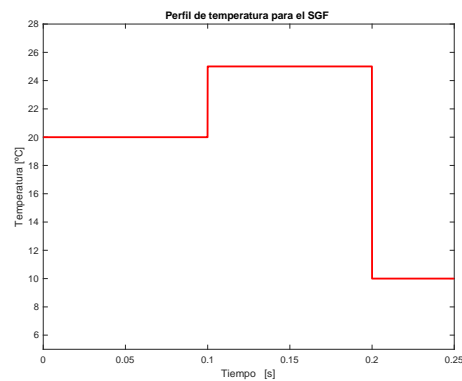


Gráfico 8-3: Perfiles de irradiación.

Realizado por: Soldado, J; 2022.



(a) Perfil temperatura 1.



(b) Perfil temperatura 2.

Gráfico 9-3: Perfiles de temperatura para sistema de generación fotovoltaico.

Realizado por: Soldado, J; 2022.

- Para el sistema de generación hidráulica que aporta con un voltaje V_{s2} al convertidor DC-DC, el perfil de caudal que ingresa al sistema se muestra en el gráfico 10-3.

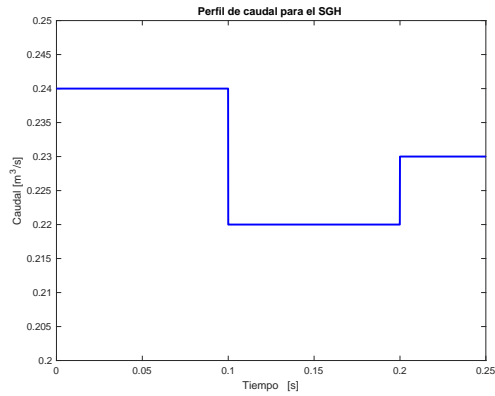


Gráfico 10-3: Perfiles de caudal.

Realizado por: Soldado, J; 2022.

- Los requerimientos nominales de carga del sistema se detallan en la tabla 3-3.

Tabla 3-3: Requerimientos nominales de carga.

Tipo de carga	Resistiva	Voltaje
Valor nominal C1	10	24
Valor nominal C2	10	40
Valor nominal C2	10	50

Realizado por: Soldado, J; 2022.

Bajo estos parámetros propuestos se valora el desempeño del EPERH en sus diferentes arquitecturas aislada y no aislada.

3.2.2 Respuesta del sistema de conversión DC-DC en lazo cerrado bajo un EPERH

En este apartado se expone la curva de respuesta del sistema y el grado de robustez del sistema de control clásico implementado. Conforme los requerimientos planteados se proponen algunos escenarios que permitan valorar y/o validar el comportamiento del EPERH ante diversas situaciones como: Fallos de uno de los sistemas, requerimientos fuera de la capacidad nominal y variabilidad en las fuentes suministradoras de potencia.

3.2.2.1 EPERH basado en convertidores DC-DC no aislados

Para evaluar la respuesta del sistema de un sistema de conversión dentro de EPERH de arquitectura no aislada, se trabaja sobre el modelo propuesto en la sección 2.3.3 y mostrada en la figura 49-2. Este sistema es valorado bajo los siguientes escenarios.

a) Escenario de validación del seguimiento de referencia y robustez del modelo.

Este escenario propone evaluar el EPERH sometiendo al sistema de generación fotovoltaico a los niveles de temperatura mostrados en el gráfico 9-3a y niveles de irradiación como los mostrados en el gráfico 8-3. Los niveles de caudal ingresados al sistema de generación hidráulica son los que se muestran en el gráfico 10-3 con un valor nominal de generación de 24 V. El requerimiento de la carga C1 mostrado en la tabla 3-3.

Establecido las condiciones para la evaluación del modelo se valida el mismo, arrojando los siguientes resultados:

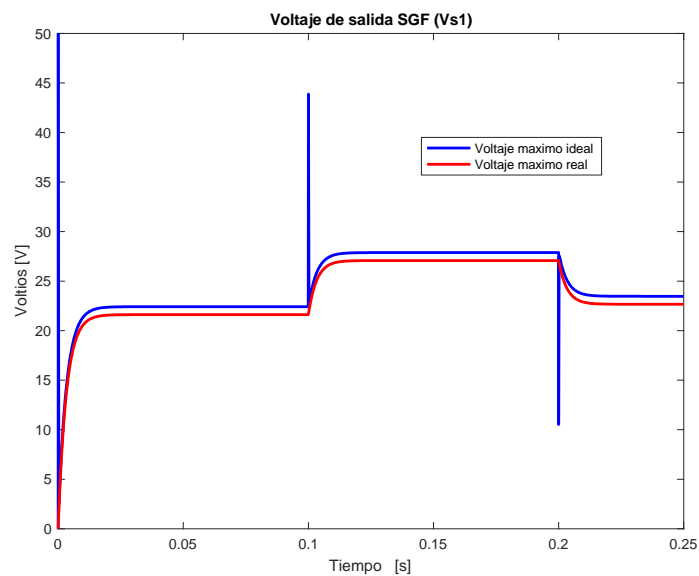


Gráfico 11-3: Niveles de voltajes del sistema de generación fotovoltaico.

Realizado por: Soldado, J; 2022.

En el gráfico 11-3 se observa el voltaje de salida del sistema de generación fotovoltaica que al integrar un regulador MPPT rastrea los niveles máximos de potencia para los valores de irradiación y temperatura ingresados. El alcance de la potencia máxima ideal depende del grado de elaboración del regulador como tal. El algoritmo de conductancia incremental implementado para este sistema en particular es capaz de rastrear la potencia máxima del sistema con una efectividad superior al 90% y de mantener el sistema estable ante cambios de las variables de entrada.

El voltaje que recibe el convertidor DC-DC por parte del sistema de generación hidráulica se puede observar en el gráfico 12-3. La característica de este sistema es que presenta un leve retardo. El comportamiento de este sistema se debe a la propia naturaleza del mismo, principalmente a causa de la inercia de la máquina rotativa que debe vencer el caudal para que este entre en funcionamiento. Sin embargo, este tipo de sistemas de generación al superar el transitorio son

capaces de mantener un voltaje estable en sus bornes, debido a que generalmente tiene reservas o son sometidos a caudales muy grandes en donde su diseño garantiza un caudal constante para que el sistema de control ligado a él no tenga problema en cubrir un requerimiento que este dentro de la capacidad nominal del sistema.

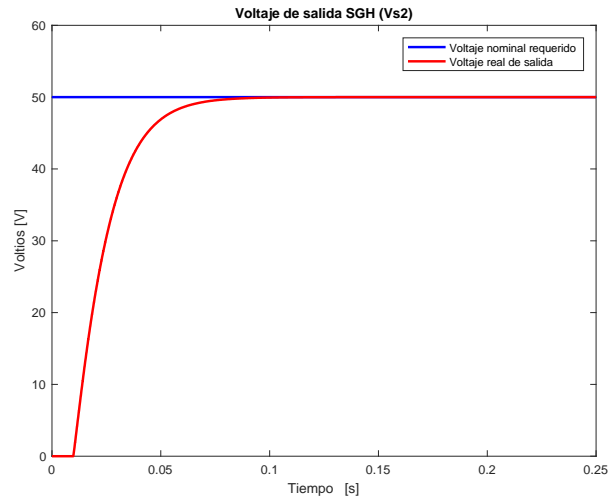


Gráfico 12-3: Voltaje de la generación hidráulica.

Realizado por: Soldado, J; 2022.

La respuesta del sistema de conversión DC-DC en lazo cerrado ante el suministro de las diferentes fuentes de generación se muestra en el gráfico 13-3.

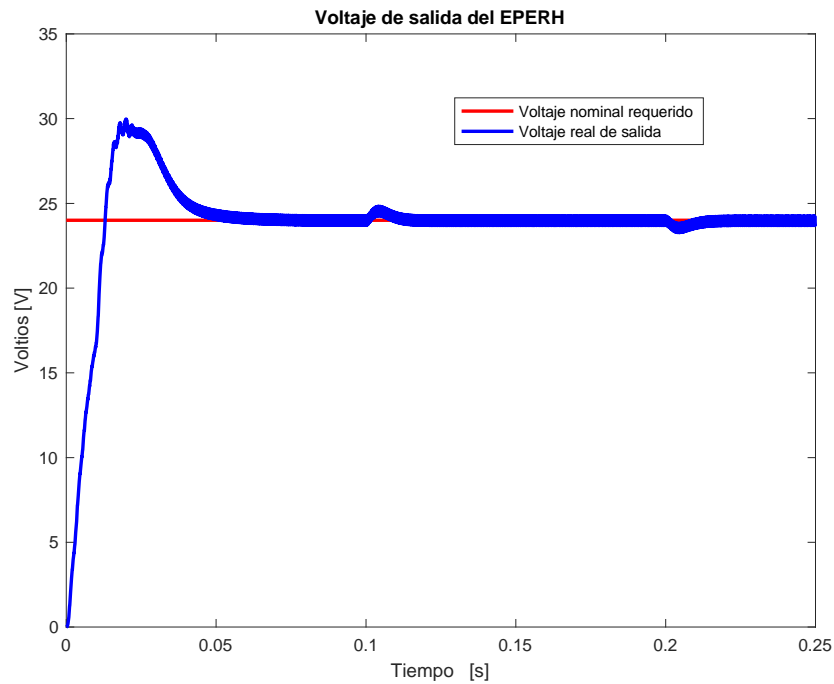


Gráfico 13-3: Respuesta del sistema de conversión bajo el EPERH.

Realizado por: Soldado, J; 2022.

Conforme el gráfico 13-3, se observa que el sistema de control propuesto logra estabilizarse en el voltaje nominal requerido antes de que una de las dos fuentes supere el transitorio; y responde de una manera medianamente robusta ante cambio de voltajes producidos en cada una de las fuentes suministradoras. La sobre elongación presente durante el transitorio del sistema se debe a que las dos fuentes también no superan un el transitorio por ende presentan variabilidad, lo que dificulta al controlador actuar y responder de la misma manera que cuando fue sintonizado (ver sección 2.3.3).

Este tipo de escenarios se puede presentar ya en una implementación física como tal, ya que las condiciones en la cual se diseñó y/o se sintonizó el controlador no van a ser las mismas cuando este opere en un escenario distinto. Sin embargo, el controlador debe estar diseñado para responder a cualquier entorno de manera eficaz y eficiente para garantizar un voltaje nominal que se requiera la salida de este.

Las corrientes que aportan cada uno de los sistemas de generación se muestran en el gráfico 14-3. Note que las corrientes son idénticas tanto del sistema de generación fotovoltaica como del sistema hidráulico, esto se debe a los modos de conmutación que adopta la estrategia de diseño del controlador propuesta por el autor. Según esta estrategia de síntesis del controlador, el convertidor opera en solo dos estados ya que se considera que D1 es igual a D2. Por consiguiente, durante el primer estado las fuentes adquieren una disposición serial, de modo que bajo esta arquitectura existirá solamente una única corriente mínima circulante desde las fuentes hacia la carga, hasta cuando los interruptores entren en corte.

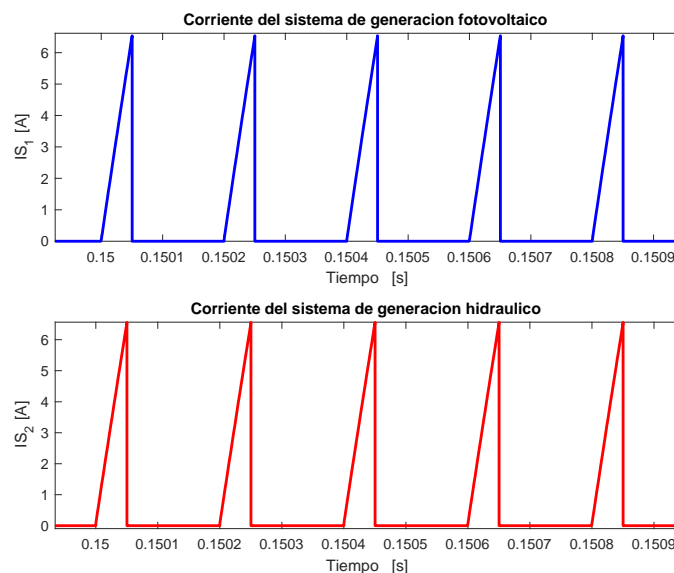


Gráfico 14-3: Corrientes en cada periodo del SGF y SGH.

Realizado por: Soldado, J; 2022.

En el gráfico 14-3 se muestra solamente un segmento de todo el espectro de las corrientes de cada una de las fuentes, el objetivo de este gráfico es mostrar el comportamiento de las corrientes durante cada ciclo de trabajo debido a que mediante un gráfico de la respuesta general no es muy evidente el desempeño durante cada periodo.

El comportamiento de la corriente durante cada periodo será la misma para todos los escenarios de validación debido a que esta depende del criterio de diseño del controlador y mas no de los perfiles de entrada; igualmente este comportamiento corresponde a la arquitectura aislada, por consiguiente, solo se muestra el gráfico general de corriente y no una descripción por periodo.

Las corrientes que demanda el sistema de conversión para cubrir el perfil nominal de carga se muestran en el gráfico 15-3.

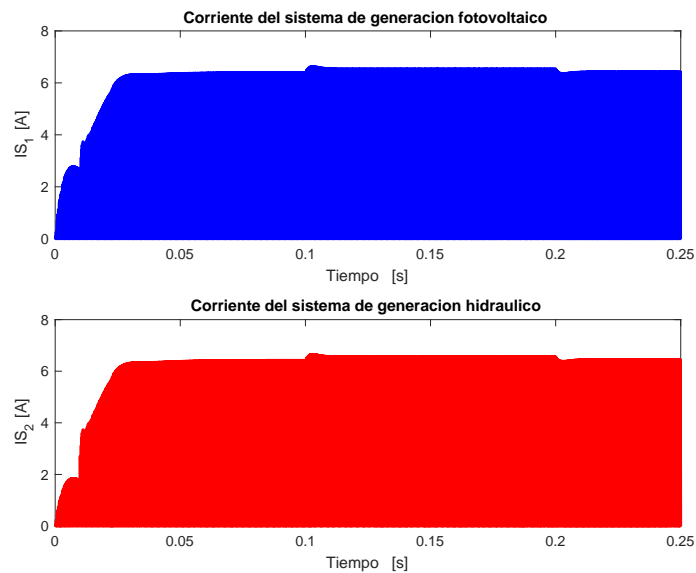


Gráfico 15-3: Corrientes de los sistemas de generación.

Realizado por: Soldado, J; 2022.

La demanda de corriente por parte de la carga corresponde a una razón de la respuesta del voltaje mostrado en el gráfico 13-3, con la diferencia en el primer transitorio. Note que durante el arranque del sistema la corriente sufre un lento levantamiento a diferencia del voltaje que presenta un sobre impulso. Esto se debe a la distribución de potencia por parte del sistema de control durante este periodo, ya que como la potencia es constante la relación entre voltaje y corriente es inversamente proporcional; es decir, a mayor voltaje es menor la corriente demandada.

b) Escenario validación del modelo ante fallos de una de las fuentes.

Este escenario es muy análogo al primer escenario y propone evaluar el EPERH sometiendo al sistema de generación fotovoltaico a los niveles de temperatura mostrados en el gráfico 9-3b y niveles de irradiación como los mostrados en el gráfico 8-3. Los niveles de caudal ingresados al sistema de generación hidráulica son los que se muestran en el gráfico 10-3, con un valor nominal de generación de 50 V. El requerimiento de la carga C2 mostrado en la tabla 3-3.

Definidas las condiciones de análisis, el EPERH es valorado arrojando los siguientes resultados. El sistema de generación hidráulico aporta con valor nominal V_{s2} de 50 V como se puede observar en el gráfico 16-3. Por su parte el sistema de generación fotovoltaico aporta los valores nominales como los que se muestra en el gráfico 16-3.

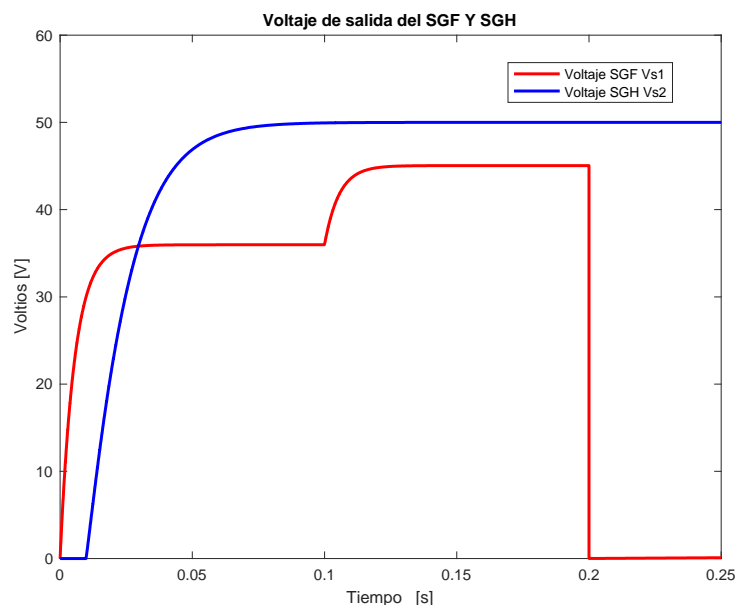


Gráfico 16-3: Niveles de voltajes de los sistemas de generación.

Realizado por: Soldado, J; 2022.

Note que conforme a lo establecido en el dimensionamiento de los componentes del EPERH específicamente en la tabla 3-2 en donde se especifican los valores nominales de operación del panel solar. El sistema de generación fotovoltaico deja de operar a causa de la caída drástica de temperatura que sufre, la cual supera los límites de operación del panel solar. Debido a este fallo el sistema de control de seguridad apaga el sistema hasta que la variable climática ente en los valores óptimos para la operación de este sistema. La respuesta del sistema de conversión ante el suministro de las fuentes de generación responde conforme se muestra en el gráfico 17-3.

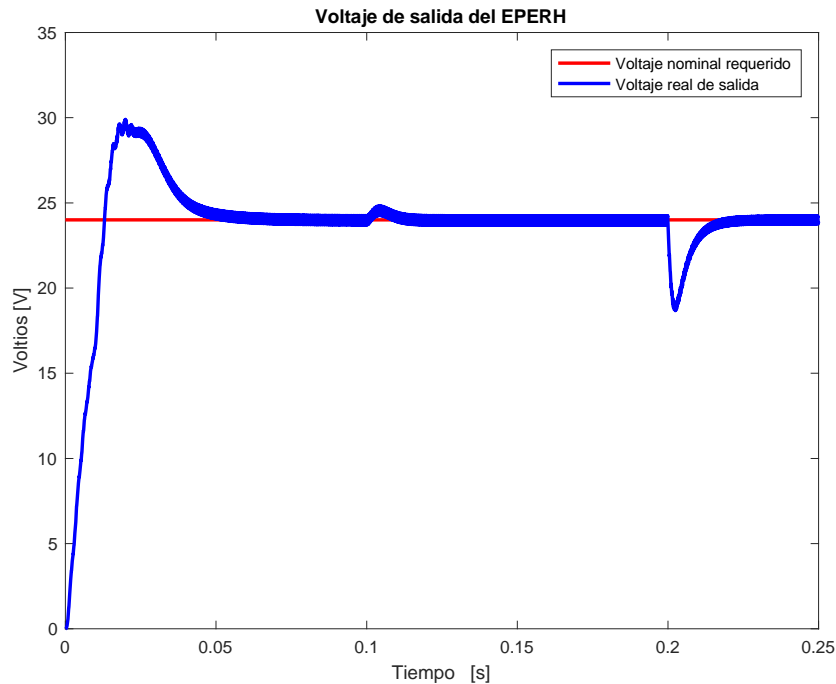


Gráfico 17-3: Respuesta del sistema de conversión DC-DC dentro del EPERH.

Realizado por: Soldado, J; 2022.

Conforme el gráfico 17-3 se puede evidenciar como el sistema de control alcanza a posicionarse en la referencia con un tiempo de asentamiento de 0.05 s, con una robustez considerable ya que consigue rechazar perturbaciones en periodos de tiempo muy cortos y sin oscilaciones imponentes ($t=0.1$). Además, cómo se puede observar el sistema de control es capaz de recuperarse ante el fallo de una de las fuentes suministradoras de manera sobre amortiguada en un tiempo bastante corto ($t=0.2$).

El sistema de control en lazo cerrado implementado para este sistema de conversión cumple los requerimientos de manera satisfactoria considerando que es capaz de alcanzar la referencia incluso bajo un estado transitorio en una de las fuentes. Así también este sistema goza de una robustez considerable ya que es capaz de responder de forma satisfactoria ante fallos en los sistemas de alimentación del convertidor. Sin embargo, el sistema de control solo se recupera de estos fallos siempre y cuando el valor nominal de carga requerido no esté fuera de los límites de operación del propio sistema de control.

El suministro de corriente por parte de cada uno de los sistemas de generación se aprecia en el gráfico 18-3. En esta figura se observa como al caer una de las fuentes el sistema de control para recuperarse del fallo redistribuye la potencia, de tal manera que baja la corriente para garantizar el voltaje constante a la carga.

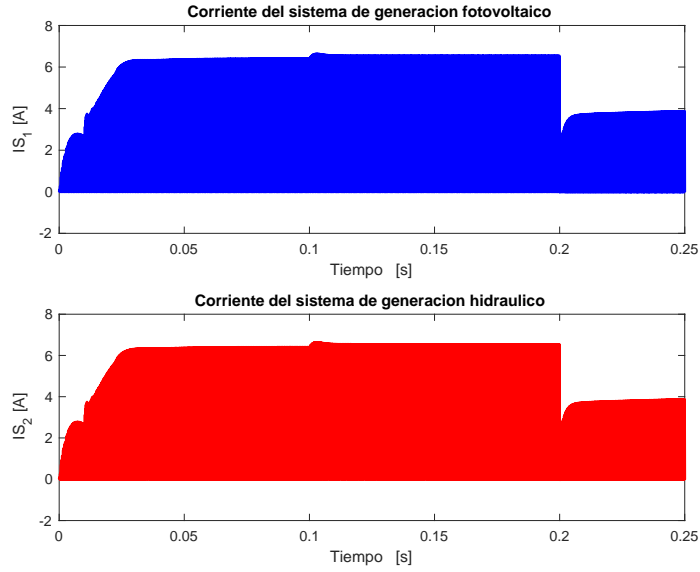


Gráfico 18-3: Corrientes de los sistemas de generación.

Realizado por: Soldado, J; 2022.

c) Escenario de validación del modelo ante cambios de referencia.

En este escenario se propone evaluar el EPERH sometiendo al sistema de generación fotovoltaico a los niveles de temperatura mostrados en el gráfico 9-3a y niveles de irradiación como los mostrados en el gráfico 8-3. Los niveles de caudal ingresados al sistema de generación hidráulica son los que se muestran en el gráfico 10-3 con un valor nominal de generación de 24 V. El requerimiento de la carga C1 mostrado en la tabla 3-3.

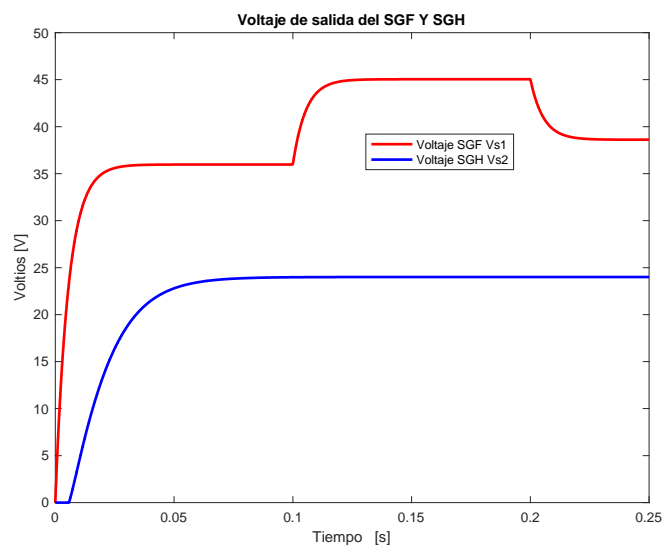


Gráfico 19-3: Niveles de voltaje de entrada al sistema de conversión.

Realizado por: Soldado, J; 2022.

Bajo estas condiciones establecidas el sistema de generación fotovoltaica se comporta con forme se muestra en el gráfico 19-3. El sistema de generación hidráulico por su parte aporta con los niveles de voltaje como los mostrados en el gráfico 19-3.

A estos valores de voltajes V_{s1} y V_{s2} ingresados por parte cada uno de los sistemas que componen EPERH y un cambio repentino en el requerimiento nominal de carga de 24 Vcc a 40 Vcc. El sistema de conversión DC-DC responde conforme se muestra en el gráfico 20-3.

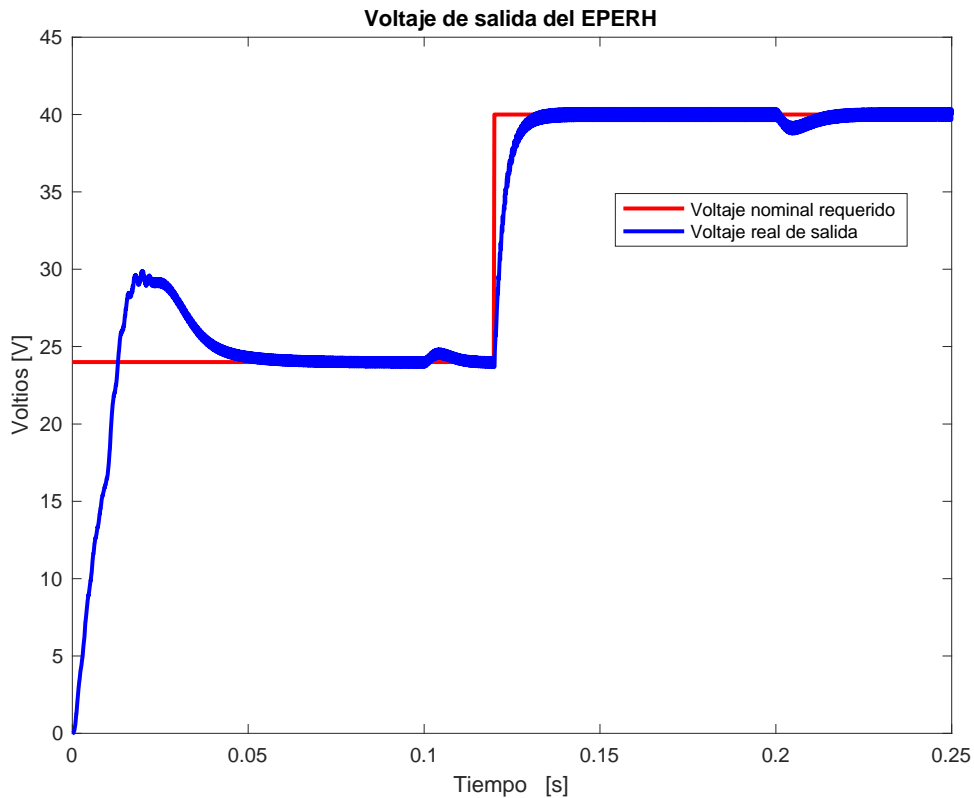


Gráfico 20-3: Respuesta del sistema de conversión DC-DC dentro del EPERH.

Realizado por: Soldado, J; 2022.

El gráfico 20-3 respalda lo mencionado anteriormente, en donde se manifestó que la sobre elongación inicial se debe al transitorio de las fuentes suministradoras y no al sistema de control diseñado. Observe que al cambio de referencia repentino en el instante $t=0.12$ el sistema responde de una manera sobre amortiguada con un tiempo de asentamiento corto y sin sobre elongación ante este nuevo requerimiento. Esta respuesta se debe a que para este instante de tiempo los dos sistemas de generación ya se encuentran en régimen permanente facilitando al controlador seguir una referencia deseada bajo el modelo de respuesta para el cual fue diseñado.

Ante un cambio de referencia repentino las corrientes suministradas hacia el sistema de conversión se pueden observar en el gráfico 21-3. Esta gráfica es muy análoga al gráfico 15-3 hasta el cambio de referencia, con diferencia que ante este nuevo requerimiento se genera un pico de corriente cuyo objetivo es facilitar el nuevo seguimiento de voltaje nominal.

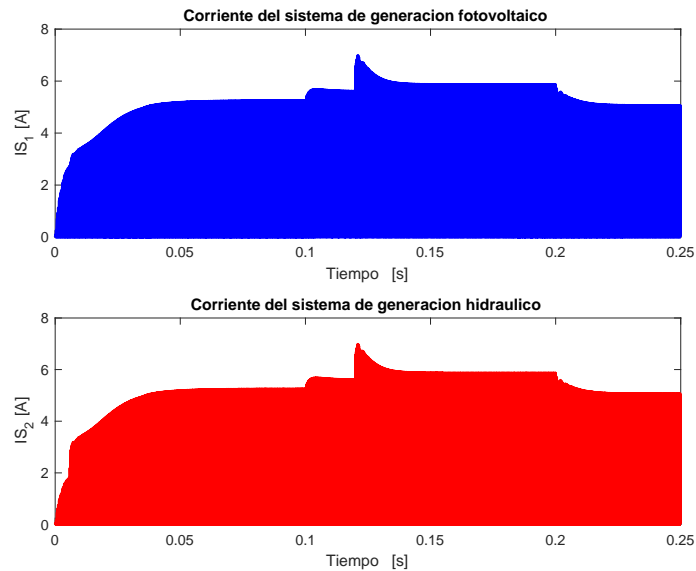


Gráfico 21-3: Corrientes de los sistemas de generación.

Realizado por: Soldado, J; 2022.

3.2.2.2 EPERH basado en convertidores DC-DC aislados

En este apartado se presenta la respuesta del EPERH de arquitectura aislada modelada en la sección 2.3.4 y mostrada en la figura 50-2. Para la validación de este modelo se proponen los siguientes escenarios.

- a) Escenario de validación del seguimiento de referencia y robustez del modelo.

Este escenario evalúa el desempeño del EPERH sometiendo al sistema de generación fotovoltaico a los niveles de temperatura mostrados en el gráfico 9-3a y niveles de irradiación como los mostrados en el gráfico 8-3. Los niveles de caudal ingresados al sistema de generación hidráulica son los que se muestran en el gráfico 10-3 con un valor nominal de generación de 24 V. El requerimiento de la carga C1 mostrado en la tabla 3-3.

Bajo estos requerimientos el sistema de generación fotovoltaico suministra valores de voltajes como los mostrados en el gráfico 19-3. En cambio el sistema de generación hidráulica aporta con un voltaje como el mostrado en el gráfico 19-3. Con forme a estos perfiles de voltajes ingresados, el sistema de conversión DC-DC responde conforme se muestra en el gráfico 22-3.

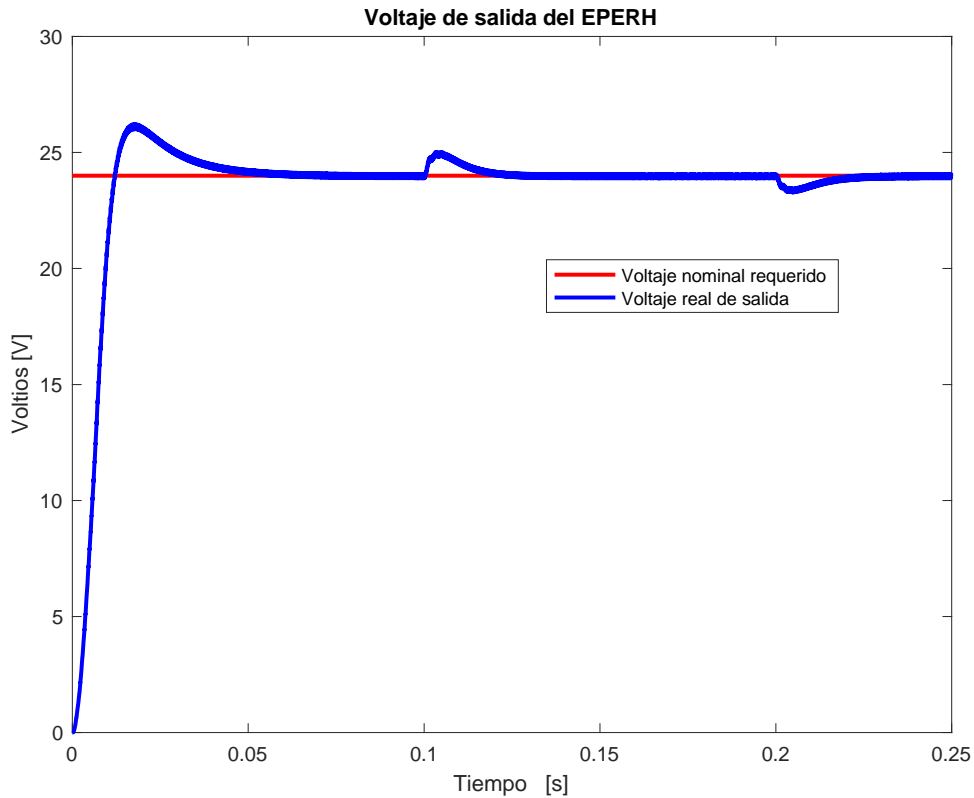


Gráfico 22-3: Respuesta del sistema de conversión DC-DC dentro del EPERH.

Realizado por: Soldado, J; 2022.

El voltaje de salida del convertidor logra alcanzar el estado estacionario con una sobre elongación menor al 15% y con un tiempo de asentamiento de 0.05 segundos conforme lo muestra el gráfico 22-3. Además, se puede observar como el transitorio de las fuentes no incide mayormente en el transitorio del sistema, esto debido en gran medida a la naturaleza del convertidor ya que es capaz de actuar como elevador o como reductor conforme las prestaciones de las fuentes. Por lo tanto, este sistema adopta el transitorio propio del sistema de fase no mínima logrado rechazar las perturbaciones en tiempos de establecimientos cortos. De manera que bajo este escenario de validación del sistema se puede evidenciar que EPERH posee un sistema de control medianamente robusto capaz de mantener la referencia deseada.

Las corrientes suministradas por los dos sistemas de generación se pueden observar en el gráfico 23-3. Note que el suministro de energía corresponde con la respuesta de voltaje del sistema con una diferencia durante el transitorio inicial. El pico de corriente demandado durante el transitorio inicial se debe a que el levantamiento del voltaje es lento, lo que a una potencia constante implica necesariamente una respuesta violenta de la corriente, como consecuencia de la relación entre estas variables.

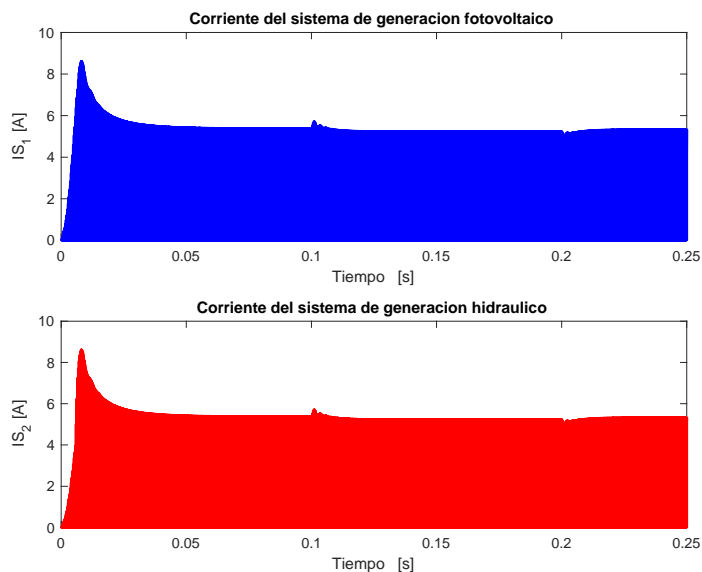


Gráfico 23-3: Corrientes de los sistemas de generación.

Realizado por: Soldado, J; 2022.

b) Escenario de validación del modelo ante cambios de referencia.

En este se propone evaluar el EPERH sometiendo al sistema de generación fotovoltaico a los niveles de temperatura mostrados en el gráfico 9-3a y niveles de irradiación como los mostrados en el gráfico 8-3. Los niveles de caudal ingresados al sistema de generación hidráulica son los que se muestran en el gráfico 10-3 con un valor nominal de generación de 24 V. El requerimiento de la carga C1 mostrado en la tabla 3-3.

Bajo estos perfiles de entrada el sistema de generación fotovoltaico suministra valores de voltajes como los mostrados en el gráfico 19-3. En cambio, el sistema de generación hidráulica aporta con un voltaje como el mostrado en el gráfico 19-3. En tanto que el sistema de conversión DC-DC responde al cambio de referencia repentino como se muestra en el gráfico 24-3.

En el gráfico 24-3 se puede observar como la respuesta del sistema ante el cambio de referencia se ajusta a ella sin oscilaciones en el transitorio y con un tiempo de asentamiento más corto que cuando el sistema alcanzó la referencia inicial. Esto se debe a la influencia del transitorio de las fuentes de alimentación y la naturaleza del sistema. Debido a que para alcanzar la referencia inicial el sistema al estar sometido a la variabilidad de las fuentes adopta el transitorio característico de su función característica, mientras tanto que al tener una estabilidad de los suministros el controlador es capaz de forzar al sistema para que este adopte la curva característica para el cual fue diseñado y/o sintonizado.

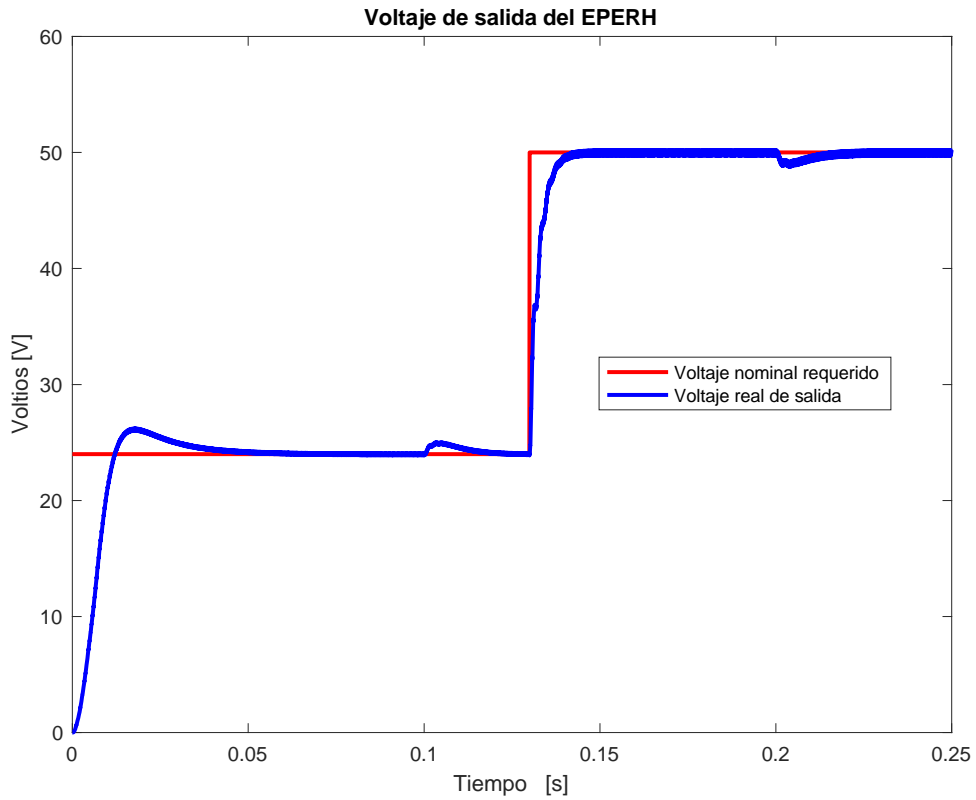


Gráfico 24-3: Respuesta del sistema de conversión DC-DC dentro del EPERH.

Realizado por: Soldado, J; 2022.

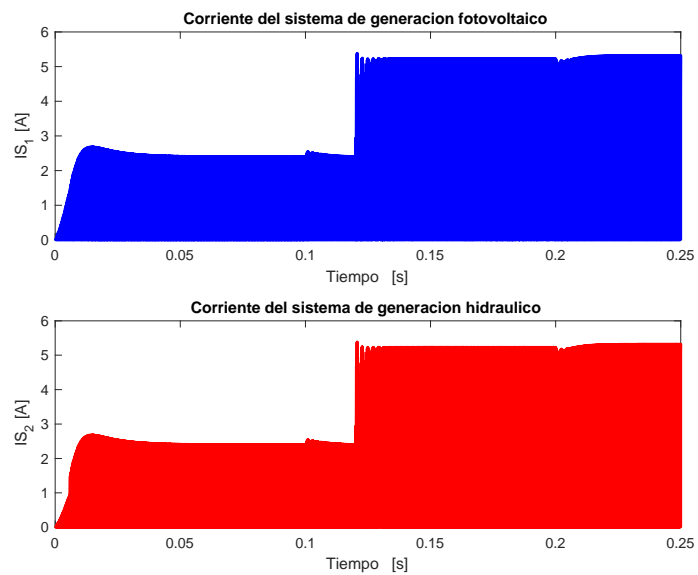


Gráfico 25-3: Corrientes de los sistemas de generación.

Realizado por: Soldado, J; 2022.

El suministro energético por parte de las fuentes de generación ante este escenario de validación se muestra en el gráfico 25-3. En esta gráfica se observa como ante un cambio de referencia repentino el sistema de control demanda una mayor corriente para cubrir el suministro del nuevo voltaje nominal, además observe que no existe picos de corriente durante el transitorio del cambio de referencia debido a que la subida del voltaje corresponde con la rapidez de la subida de la corriente.

c) Escenario de validación del modelo ante fallos de una de las fuentes.

Este escenario propone evaluar el EPERH sometiendo al sistema de generación fotovoltaico a los niveles de temperatura mostrados en el gráfico 9-3b y niveles de irradiación como los mostrados en el gráfico 8-3. Los niveles de caudal ingresados al sistema de generación hidráulica son los que se muestran en el gráfico 10-3, con un valor nominal de generación de 24V. El requerimiento de la carga C2 mostrado en la tabla 3-3. En base a estas condiciones de análisis, el sistema de conversión DC-DC responde conforme se muestra en el gráfico 26-3.

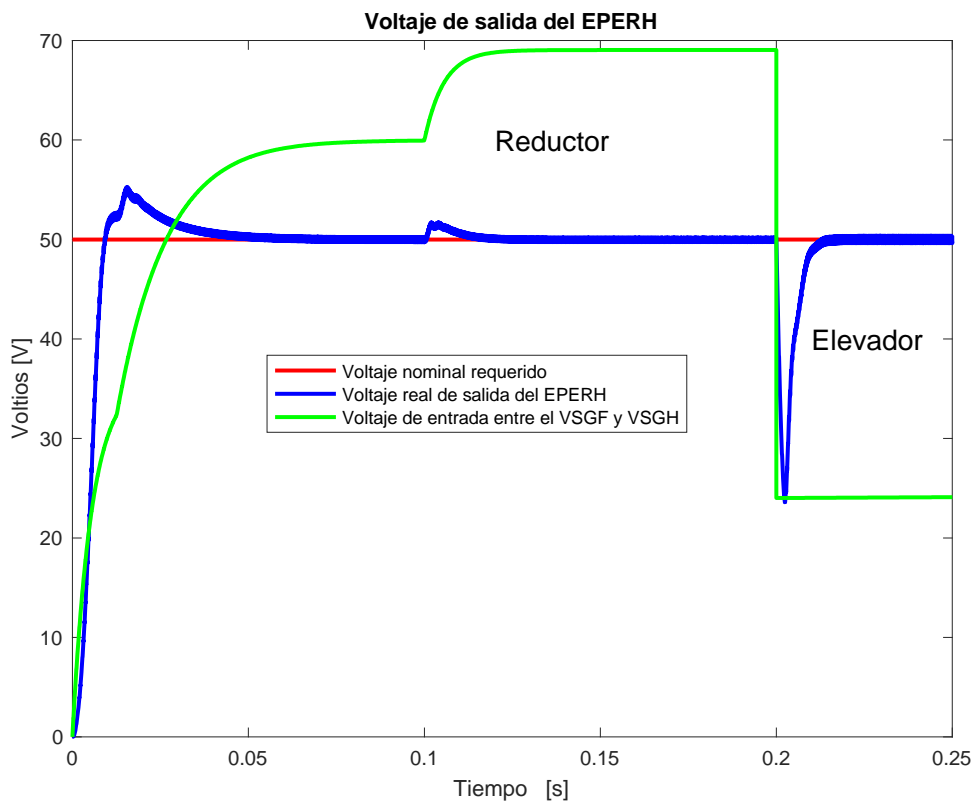


Gráfico 26-3: Respuesta del sistema de conversión DC-DC dentro del EPERH.

Realizado por: Soldado, J; 2022.

En el gráfico 26-3 se observa los modos de operación del convertidor DC-DC en función del voltaje medio V_{S1} y V_{S2} de entrada. Observe, como el convertidor actúa como un convertidor elevador durante el transitorio de las fuentes, específicamente hasta el tiempo de subida del voltaje de entrada medio; y desde entonces este actúa como reductor rechazando las perturbaciones con pequeños sobre impulsos hasta la caída del sistema de generación fotovoltaico. Una vez que el voltaje cae drásticamente a causa del fallo en una de las fuentes, el convertidor actúa como elevador para continuar con el seguimiento de referencia. Note que a diferencia del convertidor reductor la incidencia del fallo es mayor, esto se debe a la naturaleza de la dinámica del convertidor *Flyback* ya que corresponde a un sistema de fase no mínima con una condicionante de ponderación en la recuperación del sistema.

El suministro de corriente por parte de las fuentes de generación para este escenario se observa en el gráfico 27-3. En esta grafica se observa como ante el fallo de una de las fuentes de generación el sistema de control obliga una demanda de corriente mayor hacia la fuente de generación con el objetivo de mantener el voltaje constante en la salida del sistema.

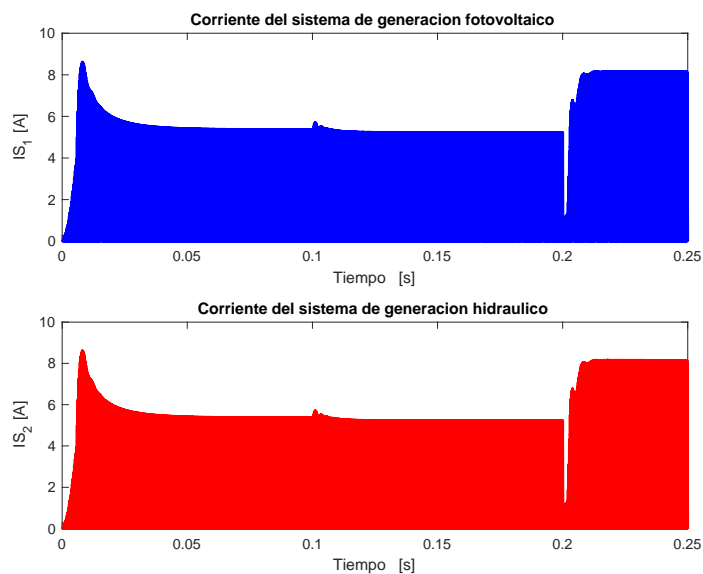


Gráfico 27-3: Corrientes de los sistemas de generación.

Realizado por: Soldado, J; 2022.

3.2.3 Eficiencia del sistema de conversión DC-DC en lazo cerrado bajo un EPERH

La eficiencia del sistema de conversión DC-DC en lazo cerrado depende del grado de elaboración del controlador asociado a él. Debido a que este es el ente encargado de administrar el ciclo de trabajo que se asigna al sistema en un determinado tiempo.

Otro factor del cual depende la eficiencia del convertidor en lazo cerrado es del circuito de modulación PWM, específicamente de la frecuencia de saturación del modulador de PWM, cuya finalidad es la de asignar una frecuencia de conmutación determinada para un periodo de tiempo partir de la señal portadora proveniente del controlador.

En esta sección se expone la respuesta del sistema de conversión DC-DC en términos de eficiencia dentro de un EPERH en lazo cerrado basado en controladores clásico de tipo PID.

3.2.3.1 EPERH basado en convertidores DC-DC no aislados

La valoración de la eficiencia del sistema retroalimentado se realiza sobre los principales escenarios propuestos y expuestos para la validación y estudio de la respuesta del sistema.

Bajo la respuesta del sistema detallado en el gráfico 11-3, la curva de eficiencia se muestra en el gráfico 28-3.

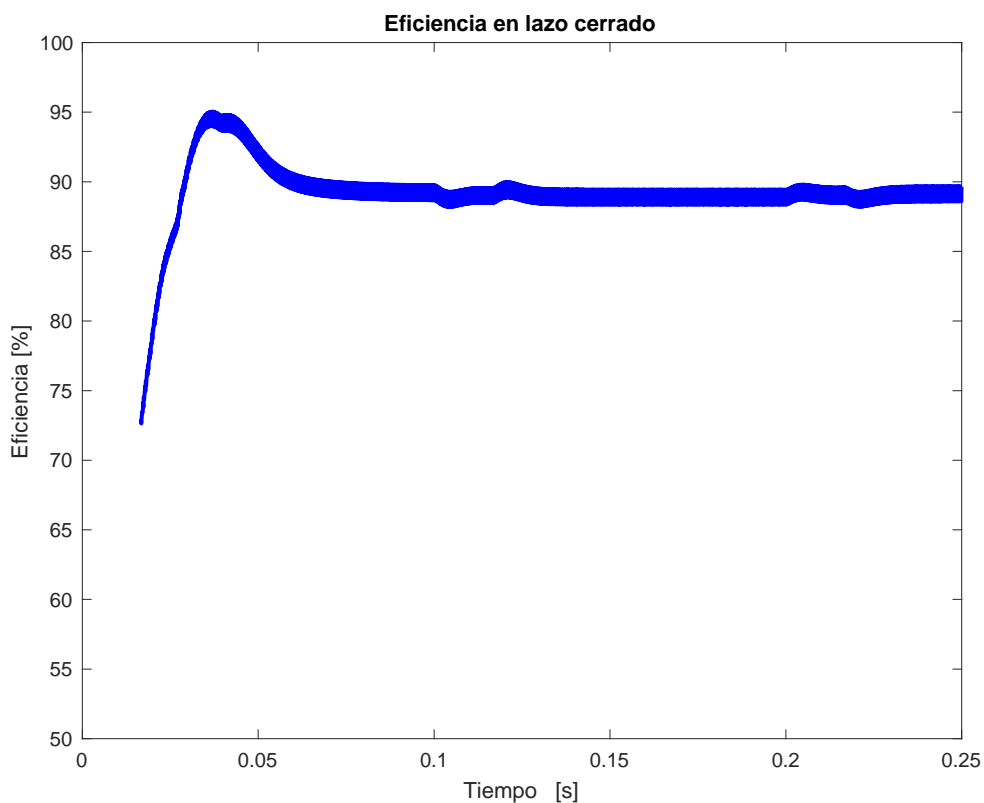


Gráfico 28-3: Eficiencia del sistema de conversión DC-DC dentro del EPERH.

Realizado por: Soldado, J; 2022.

Conforme el gráfico 28-3 se puede establecer que la eficiencia de nuestro caso de estudio en lazo cerrado durante el régimen permanente alcanza un valor medio del 88% en la transferencia de potencia suministrada por cada una de las fuentes de generación. Este parámetro lo convierte en un convertidor de alta eficiencia y versátil en lazo cerrado siempre y cuando se tome en consideración lo expuesto en la sección 3.1 tanto para criterios de dimensionamiento como para el diseño del controlador.

Otro escenario considerado para la valoración de la eficiencia del sistema de conversión DC-DC en lazo cerrado es, cuando el sistema presenta fallos en una de las fuentes de suministro. Ante esta eventualidad el EPERH respondió conforme al gráfico 17-3 con una respuesta en eficiencia conforme se muestra en el gráfico 29-3.

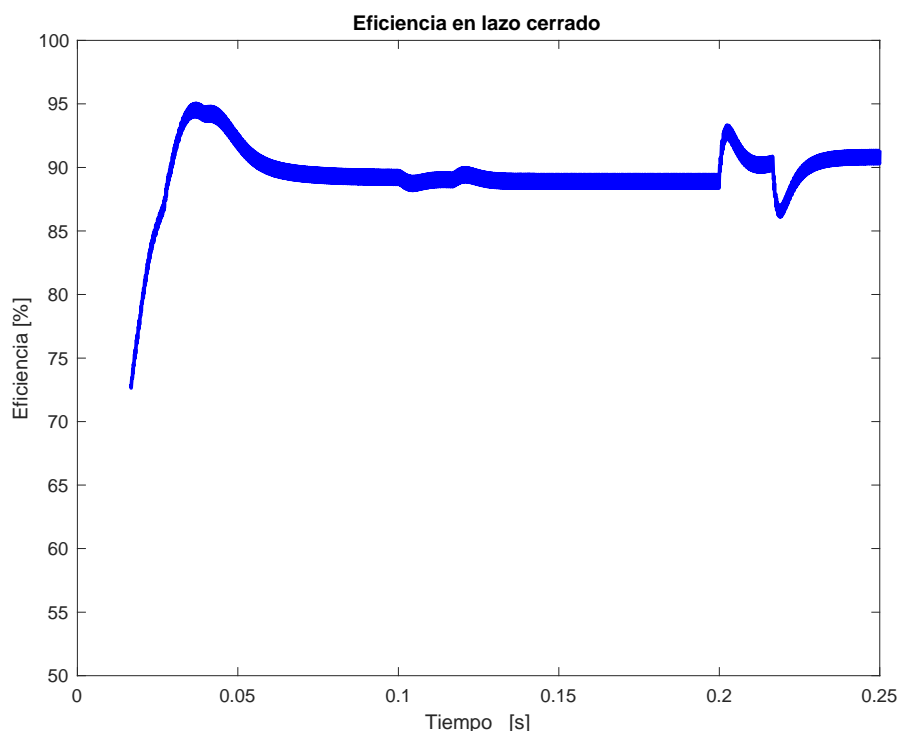


Gráfico 29-3: Eficiencia del sistema de conversión DC-DC dentro del EPERH.

Realizado por: Soldado, J; 2022.

En la gráfica 29-3 se observa como el convertidor opera con una eficiencia alrededor del 88% cuando las dos fuentes están en régimen permanente. Sin embargo, al caer el sistema de generación fotovoltaico aparece un transitorio tras el cual el sistema se estabiliza con una eficiencia superior al 90%. Este comportamiento se debe a que cuando cae la fuente fotovoltaica el sistema empieza a operar con una sola fuente de alimentación cuya consecuencia es la mejora de eficiencia; ya que como se estableció en la sección 2.1 la eficiencia será mayor cuando el convertidor tenga el menor número de entradas.

3.2.3.2 EPERH basado en convertidores DC-DC aislados

En esta sección se detalla el desempeño del convertidor DC-DC en lazo dentro del EPERH en los principales escenarios de validación establecidos en la sección 3.2.1.2.

Bajo el escenario de validación del seguimiento de referencia y robustez del modelo el EPERH respondió conforme se detalló en el gráfico 22-3. Sin embargo, en términos de eficiencia ante dicho escenario el convertidor responde conforme el gráfico 30-3.

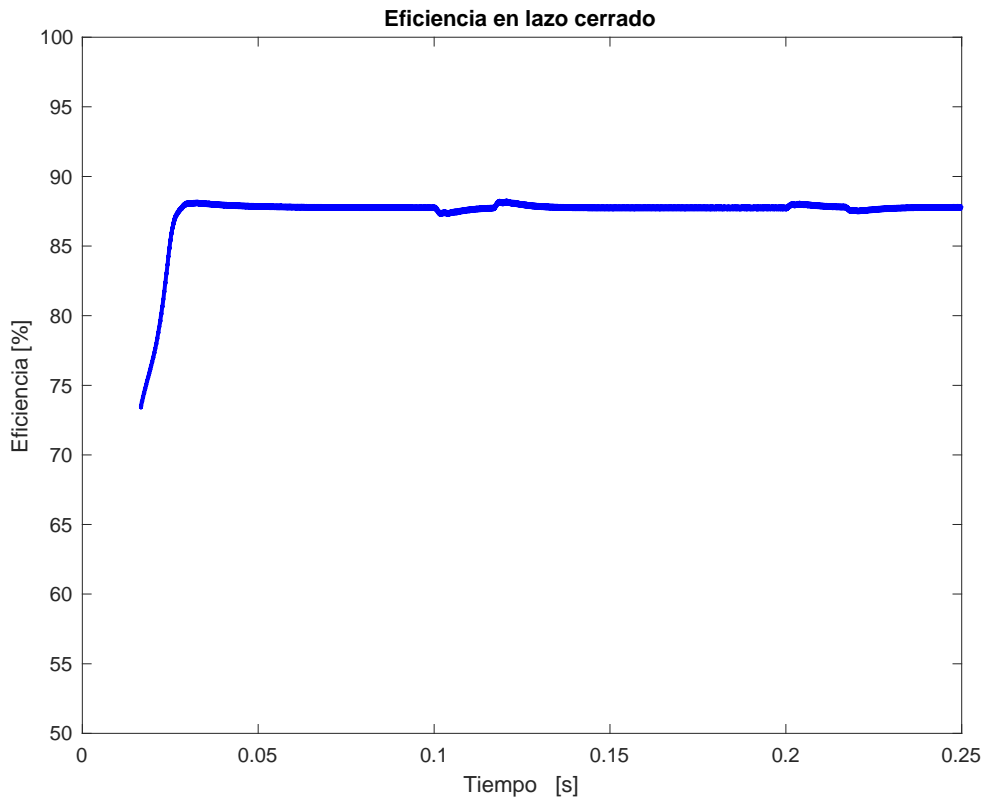


Gráfico 30-3: Eficiencia del sistema de conversión DC-DC dentro del EPERH.

Realizado por: Soldado, J; 2022.

El sistema de conversión DC-DC con forma lo muestra el gráfico 23-3 alcanza una eficiencia superior al 85% en lo que se refiere a la transferencia de potencia, lo que lo convierte en un sistema de alta eficiencia y versátil para la aplicación el lazo cerrado. Cabe recalcar que esta curva varía conforme a los parámetros estudiados en la sección 3.1 y el diseño del sistema de control asociado a este.

Bajo el escenario de evaluación de fallos de la sección 3.2.1.2 el EPERH responde conforme el gráfico 26-3. Sin embargo, la eficiencia que corresponde a esta respuesta se muestra en el gráfico 31-3.

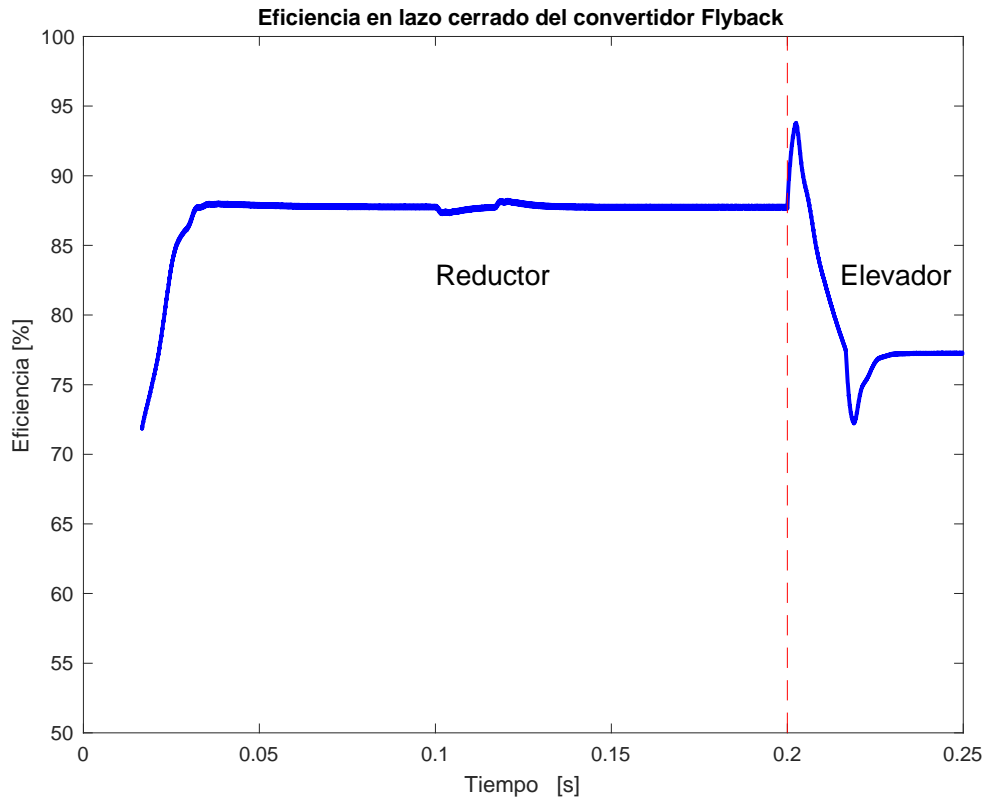


Gráfico 31-3: Eficiencia del sistema de conversión DC-DC dentro del EPERH.

Realizado por: Soldado, J; 2022.

En este gráfico se puede observar como el convertidor varía su eficiencia en función del modo de operación de este. Este comportamiento se debe a la relación del ciclo de trabajo con el modo de operación de mismo (ver gráfico 4-3), ya que para actuar como elevador el convertidor debe asignar un ciclo de trabajo mayor al 0.5 mientras que para operar como reductor el ciclo de trabajo de ser menor al 0.5.

CONCLUSIONES

- Se analizó el rendimiento de sistemas de conversión DC-DC MISO aislado y no aislado en lazo cerrado basado en controladores clásicos, bajo un entorno de producción de energía renovable híbrida, mediante el diseño, modelado y simulación. Los cimientos de esta investigación recaen en la estrategia de diseño de los convertidores, la cual radica en la obtención de convertidores DC-DC de entrada múltiple mediante la combinación de una celda de fuente de voltaje pulsante (PVSC) con un diodo en paralelo capaces de integrarse sobre un convertidor base. Además, sobre esta también se centra la definición de cada uno de los casos de estudio, formulándose así los diferentes convertidores como: Reductor, Elevador-Reductor, *Flyback* y *Forward*, estos dos últimos representando a la familia no aislada. De estos diferentes convertidores MISO se obtuvo satisfactoriamente la caracterización y criterios de dimensionamiento, basada en la tensión y corriente de la bobina, así también el modelado matemático y la eficiencia del sistema. Estos preliminares permiten posicionarse a la presente investigación como estado del arte dentro del estudio de este tipo de sistemas de conversión.
- El enfoque sistemático para la síntesis de convertidores toma como base la línea de investigación basada en celdas de voltaje pulsante. La adopción de esta estrategia recae en formular convertidores DC-DC MISO con el número de componentes reducidos, topologías sencillas, transformadores de alta frecuencia con un solo devanado en el primario (arquitectura aislada), una única bobina, capacidad de controlar el flujo de energía desde la fuente de manera individual o simultánea y flexibilidad en las magnitudes de la fuente. De esta manera en el presente documento se propone convertidores DC-DC de entrada múltiple con una estructura simple y compacta, y una capacidad tolerante a fallas que mejora la confiabilidad en el convertidor. No obstante, también facilitan la administración de energía y la deducción para cuando los convertidores tengan N entradas.
- Para el estudio del caso en particular se tomó como representantes al convertidor reductor y convertidor *Flyback*, sobre los cuales se formuló el estudio del comportamiento no ideal. El análisis de los efectos no ideales involucró la re caracterización y modelado matemático conceptual, permitiendo establecer las predicciones teóricas de los comportamientos del sistema en análisis. No obstante, este estudio permitió proponer al autor una metodología simple, clara y concisa para el análisis y modelado de estos

sistemas, cuya aplicación desemboca en obtener modelos matemáticos teóricos con una representación fehaciente del sistema con un grado de aproximación superior al 95% en relación a la implementación virtual de los sistemas dentro del software Matlab/Simulink y PSim. Bajo este enfoque se obtuvo modelos sencillos lo que facilita el análisis de respuesta de los sistemas y una formulación de estrategia de administración de energía (controladores) igualmente no muy compleja.

- Se propuso un entono de producción de energía renovable híbrida en lazo cerrado sobre la cual validar y/o evaluar los modelos propuestos. Esta propuesta desembocó en diseñar e implementar los modelos virtuales de cada uno de los componentes que integran este sistema como: el sistema de generación fotovoltaico y el sistema hidráulico, cada uno validado previo a la integración al EPERH. Con forme a esta actividad se estableció una propuesta acerca de un EPERH que integra dos fuentes de energía renovables, cada uno con una administración de energía eficiente y los respectivos sistemas de seguridad para salvaguardar la integridad de los mismos. El sistema de generación fotovoltaico es capaz de aprovechar la máxima potencia para los perfiles de irradiación y temperatura ingresados a él, con una eficiencia sobre el 90% gracias a la integración de un algoritmo MPPT. Por otra parte, el sistema de generación hidráulico es capaz de mantener un perfil de generación nominal constante gracias al sistema de control ligado a él. Bajo estas fuentes suministradoras de energía y el sistema de control clásico implementado para todo el EPERH, este responde de manera eficiente con un error inferior al 1% ante los requerimientos nominales de carga en todos los escenarios de validación a los cuales fue sometido, siempre y cuando los requerimientos recaigan dentro de la capacidad nominal de respuesta del sistema de control.
- La eficiencia de los sistemas de conversión DC-DC acuñadas para este estudio, recaen directamente en las variables como: Número de entradas del convertidor, ciclos de trabajo a asociada a las fuentes suministradoras, frecuencia de operación del convertidor, relación de transformación (arquitectura aislada), modos de operación del convertidor (*Flyback* y Elevador-Reductor), la capacidad de administración del ciclo de trabajo y saturación de la señal moduladora; estos últimos para cuando el sistema opere en lazo cerrado. De manera que la eficiencia del sistema está ligado a la estrategia de diseño y/o la operación del convertidor (Lazo abierto) y del grado de elaboración del controlador y/o estrategias de control adoptadas para el diseño del sistema en lazo cerrado.

RECOMENDACIONES

- Realizar más investigaciones con respecto a la temática de convertidores DC-DC MISO y MIMO que enriquezcan el estado del arte actual y permitan un mayor reporte. La inclusión de más investigaciones permitirá establecer nuevas topologías basadas en diferentes estrategias de síntesis de convertidores DC-DC, de manera que se pueda realizar comparaciones y/o análisis que permitan obtener convertidores mucho más eficientes y versátiles para la aplicación en lazo cerrado. No obstante, también se podría extender la temática de estudio a la síntesis de convertidores DC-DC MISO resonantes, con la finalidad de obtener convertidores de alta eficiencia que superen los inconvenientes que presentan los convertidores controlados por ancho de pulso y de esta manera revolucionar el futuro de las fuentes conmutadas.
- Realizar la implementación de uno de los casos de estudio propuestos en el presente documento o la implementación del EPERH en su totalidad. Esta implementación permitiría comprobar o refutar de manera experimental y bajo un ambiente real la respuesta del sistema y la capacidad de transferencia de potencia que poseen los convertidores propuestos. No obstante, la implementación de EPERH asistido por un ESS (*Energy Stores Systems*) a pequeña escala permitiría un gran avance hacia el cambio en la matriz de producción energética.

BIBLIOGRAFÍA

BRANKO, Y.; & BRANKO B. *Power Electronics – Converters and Regulators*. 3ª. Ed. Suiza: Springer, 2015. ISBN 978-3-319-09401-4, pp. 211-357.

BAIRABATHINA, S.; & BALAMURUGAN, S. “Review on non-isolated multi input step-up converters for grid-independent hybrid electric vehicles”. *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 45, No 41 (2020). pp. 21687-21713.

CHEN, Y.-M.; LIU, Y.-C.; & LIN, S.-H "Double-input PWM DC/DC converter for high-/low-voltage sources". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, No. 5 (2006), pp. 1538-1545.

CHEN, Y.; & LIU, C. “Multi-input inverter for gridconnected hybrid PV/wind power system”. *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 22, No. 3 (2007), pp. 1000-1077.

DANIEL W. HART. *Electrónica de potencia*. 2da .Ed. Madrid: Mc Graw Hill, 2001. ISBN: 84-205-3179-0, pp. 201-254.

JALILZADEH, T.; ROSTAMI, N.; & BABAEI E. “Multiport DC-DC converter with step-up capability and reduced voltage stress on switches/diodes”. *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 35, No. 11 (2020), pp. 11902-11915.

GUMMI, Karteek; & FERDOWSI, Mehdi. “Derivation of new double-input dc-dc converters using h-bridge cells as building blocks”. En 2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics. IEEE, 2008. p. 2806-2811.

KHALIGH, J.; CAO, Y.; & LEE, J. “A Multiple-Input DC–DC Converter Topology”. *IEEE Transaction on industrial Electronics*, Vol. 24, No. 3 (2009). pp. 862- 868.

KHOSROGORJI, S.; AHMADIAN, M.; & SOORI, S. “Multi-input DC/DC converters in connection with distributed generation units – A review”. *IEEE Transaction on Power Electronics*. Vol. 66, No s/n (2016), pp. 360.

DI NAPOLI, A.; SOLERO, L.; & CAPPONI, F. G. “Multiple-Input DC-DC Power Converter for Power-Flow Management in Hybrid Vehicles”. *IEEE Industry Applications Conference*. Vol. 3, No. 02CH37344 (2002), pp. 1578-1585.

NISE, Norman. *Control Systems Engineering*. 6^{ma}. Ed. California: State Polytechnic University, Pomona, 2011, ISBN 13 978-0470-54756-4, pp. 36-325.

MARCHESONI, Mario; & VACCA, Camilo. “New Dc-Dc Converter for Energy Storage System Interfacing In Fuel-Cell Hybrid Vehicles”. *IEEE Trans on Power Electronics*, Vol. 22, No 1 (2007), pp. 301-308.

MATSUO, H.; LIN, W.; & KUROKAWA, F. “Characteristics of the multiple-input DC-DC converter”. *IEEE Trans on Industrial Electronics*, Vol. 51, No 3 (2004), pp. 625-631.

OGATA, KATSUHIKO. *Ingeniería de Control Moderna*. 5^a. Ed. Madrid: Pearson, Prentice Hall, 2013, ISBN: 978-84-8322-660-5, pp. 557-641.

MUMMADI, Veerachary; & SAWANT, Kamlesh Krishna. “Control of Multi- Input Integrated Buck-boost Converter”. *IEEE Trans on Industrial Electronics*, Vol. 38, No 13 (2008), pp. 546-551.

YALAMANCHILI, Krishna P.; FERDOWSI, Mehdi; & CORZINE, Keith. “New double input dc-dc converters for automotive applications”. *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Vol.2, No 14 (2006), pp. 1-6.

ZHOU, L.-W.; ZHU, B.-X.; LUO, Q.-M. “High step-up converter with capacity of multiple input”. *IET Power Electronics*, Vol. 5, No 5 (2012), pp. 524-531.

ANEXOS

Anexo A: Análisis de eficiencia por modelo del Convertidor reductor MISO

a) Código para el cálculo de eficiencia

```
close all;clear;clc
% Definición de parámetros
Vs1=24; %Voltaje de fuente 1
Vs2=19; %Voltaje de fuente 2
Rl=0.49; %Resistencia de bobina
Rs1=0.25; %Resistencia de encendido
Rs2=0.25; %Resistencia de encendido
Rd1=0.35; %Resistencia de encendido
Rd2=0.35; %Resistencia de encendido
R=10; %Resistencia de carga
fs=20e3; %Frecuencia de conmutación
L=500e-6; %Valor de inductor
C=100e-6; %Valor del capacitor
VrD= 0.7; %Voltaje de ruptura del diodo
D1=0.65; %Ciclo de trabajo fuente 1
D2=0.40; %Ciclo de trabajo fuente 2
% Valor del voltaje medio de salida
Vo=(D1*Vs1+Vs2*D2-VrD*(1-D2)-VrD*(1-D1))...
    / (1+(1/R)*(Rl+Rd2*(1-D2)+Rd1*(1-D1)+Rs2*D2+Rs1*D1))
% Resistencia equivalente de encendido
Rp=Rl+Rd2*(1-D2)+Rd1*(1-D1)+Rs2*D2+Rs1*D1
% Valor de la corriente media
Il=Vo/R
% Valor de la eficiencia del convertidor
n=(Vo^2/R)/((Vo^2/R)+(Il^2)*(Rp))
```

b) Código para el análisis espectral de eficiencia

```
close all;clear;clc
% Definición de parámetros
syms D1 D2 %Ciclos de trabajo
Vs1=20; %Voltaje de fuente 1
Vs2=20; %Voltaje de fuente 2
Rl=0.49; %Resistencia de bobina
Rs1=0.25; %Resistencia de encendido
Rs2=0.25; %Resistencia de encendido
Rd1=0.35; %Resistencia de encendido
Rd2=0.35; %Resistencia de encendido
R=10; %Resistencia de carga
fs=20e3; %Frecuencia de conmutación
L=500e-6; %Valor de inductor
C=100e-6; %Valor del capacitor
VrD= 0.7; %Voltaje de ruptura del diodo

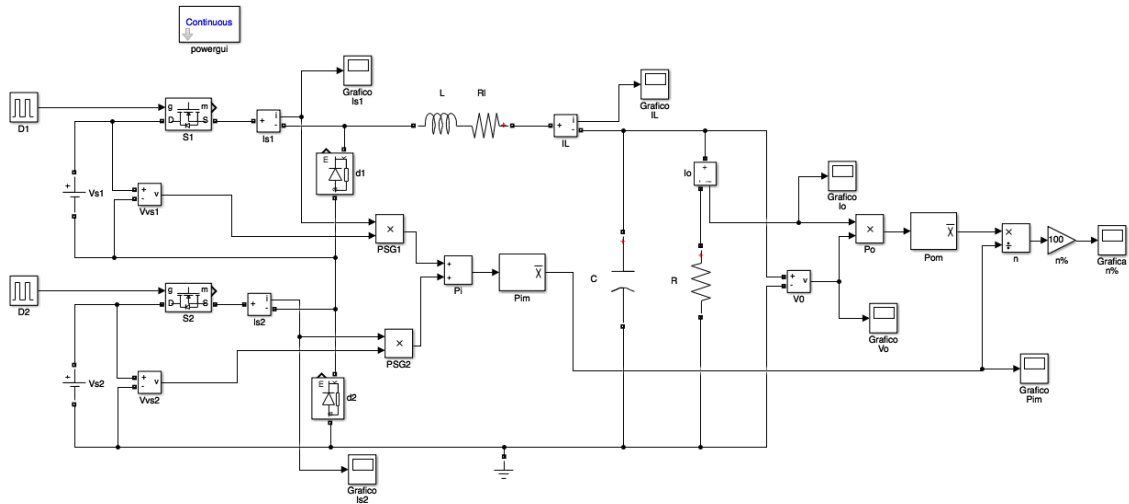
% Función del voltaje medio de salida
Vo=(D1*Vs1+Vs2*D2-VrD*(1-D2)-VrD*(1-D1))...
    / (1+(1/R)*(Rl+Rd2*(1-D2)+Rd1*(1-D1)+Rs2*D2+Rs1*D1))
% Función de la resistencia equivalente de encendido
Rp=Rl+Rd2*(1-D2)+Rd1*(1-D1)+Rs2*D2+Rs1*D1
```

```

% Función de la corriente media
I1=Vo/R
% Función de la eficiencia del convertidor
n=simplify((Vo^2/R)/((Vo^2/R)+(I1^2)*(Rp)))
fsurf(100.*n,[0 1 0 1],'-','EdgeColor','k','linewidth',2)
title('Curva de eficiencia del convertidor Reductor')
xlabel('Ciclo de trabajo D_1')
ylabel('Ciclo de trabajo D_2')
zlabel('Eficiencia [%]')

```

Anexo B: Análisis de eficiencia experimental virtual del Convertidor reductor MISO



Anexo C: Análisis de eficiencia por modelo del Convertidor Flyback MISO

a) Código para el cálculo de eficiencia

```

close all;clear;clc
Vs1=24;
Vs2=24;
Rl=0.23;
Rs1=0.12;
Rs2=0.12;
Rs3=0.12;
Rd1=0.20;
Rd2=0.20;
Rd3=0.20;
R=20;
D1=0.5; % D1=D3 de que controla S3 (Ver documento)
D2=0.4;
a=1; % N1/N2 relacion de transformacion
L=500e-6;
C=100e-6;
Vo=(D1*Vs1+Vs2*D2)/((a*(1-D1))+(1/(R*(1-D1)))*(Rl*D1+Rd2*(D1-D2)...
+Rs2*D2+Rs1*D1+Rs3*D1+((1/a)*(1-D1)*(Rl+Rd3)))));
I1=Vo/(R*a*(1-D1));
Rp=(Rl*D1+Rd2*(D1-D2)+Rs2*D2+Rs1*D1+Rs3*D1+((1/a)*(1-D1)*(Rl+Rd3)));
n=(Vo^2/R)/((Vo^2/R)+(I1^2)*(Rp));
Io=Vo/R

```

b) Código para el análisis espectral de eficiencia con una relación de transformación unitaria

```
close all;clear;clc
syms D1 D2 % D1=D3 de que controla S3 (Ver documento)
Vs1=24;
Vs2=24;
Rl=0.23;
Rs1=0.12;
Rs2=0.12;
Rs3=0.12;
Rd1=0.20;
Rd2=0.20;
Rd3=0.20;
R=20;
a=1;
L=500e-6;
C=100e-6;
Vo=simplify((D1*Vs1+Vs2*D2)/((a*(1-D1))+1/(R*(1-D1)))*(Rl*D1...
+Rd2*(D1-D2)+Rs2*D2+Rs1*D1+Rs3*D1+((1/a)*(1-D1)*(Rl+Rd3)))));
Il=simplify(Vo/(R*a*(1-D1)));
Rp=simplify((Rl*D1+Rd2*(D1-D2)+Rs2*D2+Rs1*D1+Rs3*D1...
+((1/a)*(1-D1)*(Rl+Rd3))));
n=simplify((Vo^2/R)/((Vo^2/R)+(Il^2)*(Rp)));
Io=simplify(Vo/R);
fsurf(n.*100,[0 1 0 1],'-','EdgeColor','k','linewidth',2)
title('Curvas de eficiencia del convertidor Flyback')
xlabel('Ciclo de trabajo D_1')
ylabel('Ciclo de trabajo D_2')
zlabel('Eficiencia [%]')
```

c) Código para el análisis espectral de eficiencia con respecto a la relación de transformación

```
close all;clear;clc
syms D1 D2
Vs1=24;
Vs2=24;
Rl=0.23;
Rs1=0.12;
Rs2=0.12;
Rs3=0.12;
Rd1=0.20;
Rd2=0.20;
Rd3=0.20;
R=20;
a=1;
L=500e-6;
C=100e-6;
Vo=simplify((D1*Vs1+Vs2*D2)/((a*(1-D1))+1/(R*(1-D1)))*(Rl*D1...
+Rd2*(D1-D2)+Rs2*D2+Rs1*D1+Rs3*D1+((1/a)*(1-D1)*(Rl+Rd3))));
Il=simplify(Vo/(R*a*(1-D1)));
Rp=simplify((Rl*D1+Rd2*(D1-D2)+Rs2*D2+Rs1*D1+Rs3*D1...
+((1/a)*(1-D1)*(Rl+Rd3))));
n=simplify((Vo^2/R)/((Vo^2/R)+(Il^2)*(Rp)));
Io=simplify(Vo/R);
fsurf(n.*100,[0 1 0 1],'-','EdgeColor','k','linewidth',2)
title('Curvas de eficiencia del convertidor Flyback')
xlabel('Ciclo de trabajo D_1')
```

```

ylabel('Ciclo de trabajo D_2')
zlabel('Eficiencia [%]')
a1=0.7;
hold on
Vo1=(D1*Vs1+Vs2*D2) / ((a1*(1-D1)) + (1/(R*(1-D1))) * (R1*D1+Rd2*(D1-D2) ...
    +Rs2*D2+Rs1*D1+Rs3*D1+((1/a1)*(1-D1)*(R1+Rd3))));
I11=Vo1/(R*a1*(1-D1));
Rp1=(R1*D1+Rd2*(D1-D2)+Rs2*D2+Rs1*D1+Rs3*D1+((1/a1)*(1-D1)*(R1+Rd3)));
n1=(Vo1^2/R) / ((Vo1^2/R) + (I11^2)*Rp1);
fsurf(n1.*100,[0 1 0 1], '-','EdgeColor','r','linewidth',2)
a2=1.5;
hold on
Vo2=(D1*Vs1+Vs2*D2) / ((a2*(1-D1)) + (1/(R*(1-D1))) * (R1*D1+Rd2*(D1-D2) ...
    +Rs2*D2+Rs1*D1+Rs3*D1+((1/a2)*(1-D1)*(R1+Rd3))));
I12=Vo2/(R*a2*(1-D1));
Rp2=(R1*D1+Rd2*(D1-D2)+Rs2*D2+Rs1*D1+Rs3*D1+((1/a2)*(1-D1)*(R1+Rd3)));
n2=(Vo2^2/R) / ((Vo2^2/R) + (I12^2)*Rp2);
fsurf(n2.*100,[0 1 0 1], '-','EdgeColor','b','linewidth',2)
legend('Relacion a=1','Relacion a<1','Relacion a>1')

```

Anexo D: Análisis de eficiencia experimental virtual del Convertidor reductor MISO

